

⑨ BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑩ Offenlegungsschrift
⑪ DE 30 17 168 A 1

10/580,209

⑫ Int. Cl. 3:

A 61 B 5/05

⑬ Aktenzeichen:
⑭ Anmeldetag:
⑮ Offenlegungstag:

P-30 17 168.7
5. 6. 80
12. 11. 81

Behördeneigentum!

⑯ Anmelder:
Yeda Research and Development Co. Ltd., Rehovot, IL

⑰ Erfinder:
Frei, Ephraim E.; Sollish, Bruce S., Rehovot, IL

⑱ Vertreter:
Kraus, W., Dipl.-Chem., Dr.rer.nat.; Weisert, A.; Dipl.-Ing.
Dr. Ing., Pat.-Anw., 8000 München

⑲ Einrichtung zum Feststellen von Tumoren in lebendem menschlichem Brustgewebe.

DE 30 17 168 A 1

DE 30 17 168 A 1

3017168

KRAUS & WEISERT

PATENTANWÄLTE

UND ZUGELASSENE VERTRETER VOR DEM EUROPÄISCHEN PATENTAMT

DR. WALTER KRAUS DIPLOM-CHEMIKER · DR.-ING. ANNEKÄTE WEISERT DIPL.-ING. FACHRICHTUNG CHEMIE
IRMGARDSTRASSE 15 · D-8000 MÜNCHEN 71 · TELEFON 089/797077-797078 · TELEX 05-212156 kpatd
TELEGRAMM KRAUSPATENT

2547 AW/br

NACHGEREICHT

YEDA RESEARCH AND DEVELOPMENT CO., LTD.

Rehovot / Israel

Einrichtung zum Feststellen von Tumoren
in lebendem menschlichen Brustgewebe

P a t e n t a n s p r ü c h e

1. Einrichtung zum Feststellen von Tumoren in lebendem
menschlichen Brustgewebe, dadurch gekennzeichnet,
daß sie folgenden umfaßt:

130046/0134
ORIGINAL INSPECTED

eine Einrichtung (10-70, 80, 82; 102-116, 120; 202 - 216, 220; 300-314, 320 322 344, 378-398) zum Bestimmen der Dielektrizitätskonstanten von lokalisierten Bereichen des lebenden menschlichen Brustgewebes; und

eine Einrichtung (72; 118; 218; 316, 318) zum Anzeigen bzw. Nachweisen von Abweichungen bzw. Änderungen in den Dielektrizitätskonstanten über eine Mehrzahl dieser Bereiche, welche Abweichungen bzw. Änderungen das mögliche Vorhandensein eines Tumors anzeigen.

2. Einrichtung zum Feststellen von Tumoren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Einrichtung (10-70, 80, 82; 102-116, 120; 202-216, 220; 300-314, 320, 322, 344, 378-398) zum Bestimmen der Dielektrizitätskonstanten folgendes umfaßt: eine Sonden- bzw. Tastereinrichtung (104, 106, 114; 300); eine Einrichtung (50, 51; 108, 110; 202, 206; 344) zum Anlegen eines Wobbel- bzw. Durchlauffrequenzsignals an die Sonden- bzw. Tastereinrichtung (104, 106, 114; 300); eine Abgleichbrückenschaltung (54; 102; 204, 206; 378-398), die an die

Sonden- bzw. Tastereinrichtung (104,106,114;300) angekoppelt ist; und eine Signalverarbeitungsschaltungseinrichtung (80; 216;304), die an die Abgleichbrückenschaltung (54;102;204, 206;378-398) zum Erzeugen einer Ausgangsanzeige bzw. -größe der Dielektrizitätskonstanten des lokalisierten Bereichs des Brustgewebes, der in Verbindung mit der Sonden- bzw. Taster- einrichtung (104,106,114;300) ist, angekoppelt ist.

3. Einrichtung zum Feststellen von Tumoren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Frequenz des Wobbel- bzw. Durchlauffrequenzsignals zwischen 0,1 und 10 KHz variiert.

4. Einrichtung zum Feststellen von Tumoren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Einrich- tung (300-314,320,322,344,378-398) zum Bestimmen der Dielek- trizitätskonstanten folgendes umfaßt: eine Sonden- bzw. Taster- einrichtung (300), die eine Mehrzahl von Sonden- bzw. Taster- elementen (322) umfaßt; eine Schalteinrichtung (302) zum wahl- weisen Anlegen eines elektrischen Signals an die Sonden- bzw. Tasterelemente (322); eine Abgleichbrückenschaltung (378-398), die an die Sonden- bzw. Tasterelemente (322) angekoppelt ist; und eine Signalverarbeitungsschaltungseinrichtung (304), die an die Abgleichbrückenschaltung (378-398) zum Erzeugen einer Ausgangsanzeige bzw. -größe der Dielektrizitätskonstanten der lokalisierten Bereiche des Brustgewebes, die in Verbindung mit jedem der Sonden- bzw. Tasterelemente (322) sind, angekoppelt ist.

5. Einrichtung zum Feststellen von Tumoren nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Signalver- arbeitungsschaltungseinrichtung (304) einen Analog-zu-Digital- Wandler (408) umfaßt.

6. Einrichtung zum Feststellen von Tumoren nach Anspruch 4 oder 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Schalteinrichtung einen durch einen Mikrocomputer (306) be- triebenen Multiplexer (302) umfaßt.

7. Einrichtung zum Feststellen von Tumoren nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß sie außerdem eine Einrichtung zum Aufzeichnen einer Mehrzahl von Mustern der Dielektrizitätskonstanten für eine nachfolgende Bezugnahme umfaßt.

8. Einrichtung zum Feststellen von Tumoren nach einem der Ansprüche 4 bis 7, dadurch gekennzeichnet, daß die Sonden- bzw. Tastereinrichtung (300) ein isolierendes Gehäuse (320) und eine vorbestimmte Anordnung, insbesondere eine 8x8-Anordnung, von Sonden- bzw. Tasterelementen (322) umfaßt, und daß die Schalteinrichtung (320) so arbeitet, daß sie nur eines der Sonden- bzw. Tasterelemente (322) auf einmal an die Brücke bzw. Abgleichbrückenschaltung (378-398) ankoppelt.

9. Einrichtung zum Feststellen von Tumoren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Einrichtung (300-314, 320, 322, 344, 378-398) zum Bestimmen der Dielektrizitätskonstanten folgendes umfaßt: eine Sonden- bzw. Tastereinrichtung (300), die eine Mehrzahl von Sonden- bzw. Tasterelementen (322) umfaßt; eine Abgleichbrücke bzw. -brückenschaltung (378-398); eine Einrichtung (344) zum Erzeugen eines Wobbel- bzw. Durchlauffrequenzsignals; eine Schalteinrichtung (302) zum wahlweisen und aufeinanderfolgenden Verbinden von einzelnen Sonden- bzw. Tasterelementen (322) aus der Mehrzahl der Sonden- bzw. Tasterelemente (322) mit der Abgleichbrücke bzw. -brückenschaltung (378-398) und zum Verbinden der Sonden- bzw. Tasterelemente (322), die im Augenblick nicht mit der Abgleichbrücke bzw. -brückenschaltung (378-398) verbunden sind, mit der Einrichtung (344) zum Erzeugen eines Wobbel- bzw. Durchlauffrequenzsignals; und daß die Anzeigeeinrichtung (316, 318) eine Kathodenstrahlröhrenwiedergabeeinrichtung (318) umfaßt; und daß die Einrichtung eine mikrocomputergesteuerte Aufzeichnungseinrichtung zum Aufzeichnen der Dielektrizitätskonstanteninformationen, die durch die Anzeigeeinrichtung (316, 318) erzeugt worden sind bzw. zur Verfügung gestellt werden, umfaßt.

10. Einrichtung zum Feststellen von Tumoren in lebendem menschlichem Brustgewebe, insbesondere nach einem der Ansprüche 1 bis 9, gekennzeichnet durch:

eine Einrichtung (10-70, 80, 82; 102-116, 120; 202-216, 220; 300-314, 320, 322, 344, 378-398) zum Bestimmen der Abweichung bzw. Änderung der Dielektrizitätskonstanten von lokalisierten Bereichen des lebenden menschlichen Brustgewebes als Funktion der Frequenz eines daran angelegten Signals; und

eine Einrichtung (72; 118; 218; 316, 318) zum Anzeigen bzw. Nachweisen von Unterschieden in dieser Abweichung bzw. Änderung über eine Mehrzahl dieser lokalisierten Bereiche, welche Unterschiede das mögliche Vorhandensein eines Tumors anzeigen.

11. Einrichtung nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß die Einrichtung (300-314, 320, 322, 344, 378-398) zum Bestimmen der Dielektrizitätskonstanten folgendes umfaßt: eine Sonden- bzw. Tastereinrichtung (300), die eine Mehrzahl von Sonden- bzw. Tasterelementen (322) umfaßt; eine Abgleichbrücke bzw. -brückenschaltung (378-398); eine Einrichtung (344) zum Abgeben eines Wobbel- bzw. Durchlauffrequenzsignals; und eine Schalteinrichtung (302) zum wahlweisen und aufeinanderfolgenden Verbinden von einzelnen Sonden- bzw. Tasterelementen (322) aus der Mehrzahl der Sonden- bzw. Tasterelemente (322) mit der Abgleichbrücke bzw. -brückenschaltung (378-398) und zum Verbinden der Sonden- bzw. Tasterelemente (322), die im Augenblick nicht mit der Abgleichbrücke bzw. -brückenschaltung (378-398) verbunden sind, mit der Einrichtung (344) zum Abgeben eines Wobbel- bzw. Durchlauffrequenzsignals.

12. Einrichtung nach Anspruch 10 oder 11, dadurch gekennzeichnet, daß die Anzeigeeinrichtung (316, 318) eine Kathodenstrahlenröhrenwiedergabeeinrichtung (318)

B E S C H R E I B U N G

S 7

NACHGEREICHT

Die vorliegende Erfindung betrifft eine Einrichtung zum Feststellen von Tumoren in lebendem menschlichem Brustgewebe, also eine Einrichtung zum Feststellen von Brustkrebs, sowie allgemein eine Einrichtung zum Feststellen von Tumoren generell in lebendem Gewebe.

Brustkrebs ist eine der bösartigsten Krankheiten bei Frauen. Diese Krankheit, die die häufigste Krebserkrankung bei Frauen ist und nunmehr eine von dreizehn Frauen befällt, hatte trotz Fortschritten in chirurgischen Techniken, der Radiotherapie und der Chemotherapie während vierzig Jahren eine unveränderte Sterblichkeitsziffer. Wenn man davon ausgeht, daß ein Drittel der an Brustkrebs erkrankten Frauen nicht operierbaren Brustkrebs haben, dann ist es tatsächlich so, daß nur 25 % oder weniger der Frauen, die Brustkrebs haben, zehn Jahre nach der Diagnose noch am Leben sind.

Die Wahrscheinlichkeit einer primären Verhinderung der Krankheit durch einen Impfstoff oder durch Steuerung der äußeren Lebensbedingungen, wie beispielsweise Veränderung der Ernährung, ist für die unmittelbare Zukunft gering. Die Aussicht auf ein Wundermedikament oder ein anderes Heilmittel zur Heilung der Krankheit in jedem Stadium ist nicht günstig. Es ist jedoch bekannt, daß die verfügbaren gegenwärtigen Verfahren der Chirurgie, Radio- und Chemotherapie ein langzeitiges Überleben bewirken, wenn sie bei einer Lokalisierung der Krankheit auf die Brust angewandt werden. Da viele Fälle von Brustkrebs nicht lokalisiert sind, wenn sie erstmalig von einem Arzt erkannt werden, muß ein Mittel gefunden werden, das es den Frauen ermöglicht, sich selbst zur Untersuchung auf ihre Krankheit in einem früheren Stadium, als das üblicherweise der Fall ist, zu stellen. Das bedeutet auf praktische Weise die Fest-

130046/0134

ORIGINAL INSPECTED

- 8 -
- 7 -

stellung von vorklinischem Krebs in anscheinend "gesunden" Frauen, wenn die Krankheit vom Patienten oder Arzt nicht erwartet wird, wie das beim Massen-Screening der Fall ist.

Diese Konzeption wird durch die Verhinderung der Sterblichkeit um ein Drittel, die von dem in großem Maßstab durchgeführten Screening-Programm für die Brustkrebsfeststellung erzielt worden ist, das vom Health Insurance Plan von Greater New York im Auftrag des National Cancer Institute betrieben wurde, unterstrichen. Das Guttman Breast Diagnostic Institute in New York hat dieses Projekt geleitet, und die meisten der grundsätzlichen statistischen Informationen, die hier wiedergegeben werden, sind von Prof. Strax, dem Leiter dieses Instituts.

Bei der ersten Untersuchung ist die Anzahl von vorhandenen grassierenden Krebserkrankungen hoch, und zwar in Abhängigkeit von solchen Faktoren, wie Selbstselektion und Alter der Frauen. Da Krebserkrankungen während variierender Zeitdauern vorliegen, ist nur die Hälfte der Krebserkrankungen frei von Betroffensein durch Knoten. Bei der folgenden Untersuchung ist die Anzahl von zwischenzeitlichen Krebserkrankungen, die seit der vorhergehenden Untersuchung feststellbar geworden sind, viel geringer, aber in der überwiegenden Mehrzahl liegt keine Ausbreitung von Knoten vor.

Es gibt gewöhnlich zwei Schritte in der Diagnose des Brustkrebses. Zunächst erfolgt eine Feststellung einer krankhaften Veränderung durch ein Screening-Verfahren (oder ein Symptom, wie Schmerzen), und dann eine Einengung der Diagnose, und zwar zunächst durch nichtinvasive Verfahren und schließlich durch Biopsie, auf die dann im positiven Falle eine sofortige chirurgische Entfernung der Brust folgt. Solche Faktoren, wie die Untersuchungsdauer, die Bestrahlungsdosis oder die Kosten der Untersuchung, sind weniger wichtig, wenn eine krankhafte Veränderung beurteilt werden soll, die bereits festgestellt worden ist.

Beim Screening auf Brustkrebs jedoch ist in einem Programm eine große Anzahl von Frauen betroffen, die wahrscheinlich keine Krankheit oder nur minimale Symptome haben. Diese Frauen würden sich den Untersuchungen nicht unterziehen, wenn es nicht anlässlich der Gelegenheit wäre, die durch das Screening-Programm geboten wird. Der Hauptstoß beim Screening ist daher nicht die Differentialdiagnose einer krankhaften Veränderung sondern der Schritt, welcher ihr vorangeht, nämlich die Feststellung einer Abnormalität. Alles, was beim Massen-Screening zu tun ist, muß auf das folgende Ziel gerichtet sein: die anfängliche Feststellung einer Abnormalität in der einfachsten, sichersten, genauesten und wirtschaftlichsten Weise, die möglich ist. Die erlangte Information muß dann zum medizinischen Berater der Frau weitergereicht werden, damit er auf dem Weg zur richtigen Behandlung fortschreitend zu einer Differentialdiagnose übergeht.

Gegenwärtig werden die folgenden Verfahren zum Feststellen von Brustkrebs in den meisten Kliniken verwendet: 1) klinische Untersuchung, die folgendes einschließt: a) manuelles Abtasten, b) Aussehen der Haut; c) Deformation der Brust; 2) Röntgenstrahlen, bei deren Anwendung mehrere Varianten verfügbar sind; und 3) Thermographie.

Keines dieser Verfahren ist allein zufriedenstellend, noch sind Kombinationen dieser Verfahren vollständig zufriedenstellend. Krebstumore werden in den meisten Fällen erst festgestellt, wenn sie mehrere Jahre alt sind. Es sollte außerdem hinzugefügt werden, daß eine endgültige und zuverlässige Diagnose nur durch Biopsie erfolgen kann. In vielen Anstalten wird eine positive Diagnose nur bei 25 % der ausgeführten Biopsien erhalten. Es erscheint infolgedessen klar, daß bessere physikalische Verfahren zum Screening einer großen Anzahl von Patienten wie auch eine zuverlässigere Diagnose vor einer Biopsie sehr wichtig wären. Die vorhandene Technologie und die große Anzahl von betroffenen Patienten bewirken, daß von Rechnern unterstützte Einrichtungen und Verfahren das beste sind.

Von den gegenwärtig verwendeten Verfahren führt nur die Thermographie selbst zu einer mit Rechnern gesteuerten Automation. Ein Projekt auf diesem Gebiet wurde von Prof. Anliker an der E.T.H. Zürich betrieben. Der Erfolg wird durch die ziemlich kleine Anzahl von Tumoren eingeschränkt, die einen Temperaturanstieg der Haut bewirken. Während mehrerer Jahre hat eine Gruppe am Massachusetts Institute of Technology versucht, Mikrowellenausstrahlung in einer analogen Weise zu verwenden. Dadurch würde es ermöglicht, tiefer liegende Temperaturänderungen zu finden. Jedoch gestatten schwierige Probleme des Signal-zu-Rauschens nur Messungen weniger Punkte in einer annehmbaren Zeit.

In einer wissenschaftlichen Arbeit mit dem übersetzten Titel "Meßfehler und der Ursprung von elektrischen Impedanzänderungen im Limbus" von David Keith Swanson an der Universität von Wisconsin-Madison ist im Kapitel IX eine Diskussion einer Impedanzkamera enthalten, in der eine Mehrelementsonde zur Ausführung von Messungen des Thorax angewandt wird. Es wird ein Betrieb bei gewobbelten Frequenzen vorgeschlagen. Es ist keine Wobbelfrequenzeinrichtung dieser Art beschrieben noch die Wichtigkeit der Änderungsrate der Konduktanz oder der Kapazität als Funktion der Frequenz zur Erzielung von Informationen, die unabhängig von äußeren Faktoren sind.

Kurz zusammengefaßt wird mit der Erfindung gemäß einer Ausführungsform derselben eine Einrichtung zum Feststellen von Tumoren in lebendem menschlichem Brustgewebe zur Verfügung gestellt, die eine Einrichtung zum Ermitteln der Dielektrizitätskonstanten von lokalisierten Bereichen des lebenden menschlichen Brustgewebes und eine Einrichtung zum Anzeigen bzw. Nachweisen von Variationen der Dielektrizitätskonstanten über eine Mehrzahl solcher Bereiche umfaßt, wobei diese Variationen das mögliche Vorhandensein eines Tumors anzeigen.

Weiterhin wird gemäß einer Ausführungsform der Erfindung eine Einrichtung zum Ermitteln der Variation der Dielektrizitäts-

konstanten von lokalisierten Bereichen des lebenden menschlichen Brustgewebes als Funktion der Frequenz eines darauf angewandten Signals zur Verfügung gestellt.

Die Erfindung wird nachstehend anhand einiger besonders bevorzugter Ausführungsformen unter Bezugnahme auf die Figuren 1 bis 10 der Zeichnung näher erläutert; es zeigen:

Figur 1 eine schematische Darstellung einer Detektorschaltung, die gemäß einer Ausführungsform der Erfindung aufgebaut ist und arbeitet;

Figur 2 eine schematische Darstellung einer Signalverarbeitungsschaltung, die gemäß einer Ausführungsform der Erfindung aufgebaut ist und arbeitet;

Figur 3 eine schematische Darstellung einer Detektorschaltung, die gemäß einer Ausführungsform der Erfindung aufgebaut ist und arbeitet;

Figur 4 eine schematische Darstellung einer Detektor-und-Signalverarbeitungsschaltung, die gemäß einer anderen Ausführungsform der Erfindung aufgebaut ist und arbeitet;

Figur 5 eine schematische Darstellung eines Detektors in Verbindung mit einem Subjekt, das untersucht wird;

Figur 6 eine schematische Darstellung einer Mehrelementsonde, wie sie gemäß der Erfindung verwendet wird;

Figur 7 eine schematische Darstellung eines rechnergesteuerten Brustkrebs-Screeningsystems;

Figur 8 eine schematische Darstellung eines Multiplexers, der in dem System der Figur 7 verwendet wird; und

Figuren 9 und 10 zusammen eine Darstellung eines elektronischen Prozessors, der in dem System der Figur 7 verwendet wird.

Es sei nun eine ins einzelne gehende Beschreibung der Erfindung gegeben:

Die elektrischen Eigenschaften von Gewebe sind in weitem Umfang untersucht worden, diese Untersuchungen haben zu folgenden Veröffentlichungen geführt, deren Titel hier in Übersetzung wiedergegeben wird: Schwan, H.P. "Elektrische Eigenschaften von Gewebe und Zellensuspensionen" in Advances in Biological and Medical Physics, Band V, herausgegeben von J.H. Lawrence und C.A. Tobias, Academic Press, New York, 1957, Seiten 147 bis 209; Schwan, H.P. und Kay, C.F. "Kapazitive Eigenschaften von Körpergeweben" in Circulation Research, Band V (Juli 1957), Seiten 439 bis 443; und Schwan, H.P. und Sittel, K. "Wheatstone-Brücke für Scheinleitwertbestimmungen von hochleitenden Materialien bei niedrigen Frequenzen", Trans. AIEE 72, 114 (1953). Es wurde gefunden, daß fettiges Gewebe eine merklich unterschiedliche Dielektrizitätskonstante und Leitfähigkeit gegenüber Muskelgewebe hat. Da sich die meisten Krebserkrankungen bei Frauen, die die Wechseljahre überschritten haben (von denen angenommen wird, daß sie sich in der Gruppe mit einem Alter von fünfzig Jahren und mehr befinden) entwickeln, und da die Brust nach Überschreiten der Wechseljahre durch eine Wucherung von adiposem (fettigem) Gewebe gekennzeichnet ist, kann es möglich sein, Krebs in der nachmenopausalen Brust durch in-situ-Messung von geeigneten elektrischen Parametern festzustellen. Es wird daher angenommen, daß sich das Problem des Feststellens eines Tumors in der Brust auf dasjenige der Ermittlung eines kleinen Bereichs reduziert, welcher durch gewisse elektrische Eigenschaften charakterisiert ist und in einem größeren Bereich von unterschiedlichen bzw. sich hiervon unterscheidenden elektrischen Eigenschaften eingebettet ist (im wesentlichen solche von Fett).

Die vorliegenden Einrichtungen bilden Mittel zum Messen der Dielektrizitätskonstante und der Leitfähigkeit in der Brust. Durch Untersuchung von unterschiedlichen Teilen der Brust und durch Vergleichen der gemessenen Dielektrizitätskonstanten und Leitfähigkeiten kann ein Bereich, der einen möglichen Tumor enthält, aufgrund von Änderungen in der Dielektrizitätskonstante und/oder der Leitfähigkeit identifiziert werden.

Das elektrische Feld E innerhalb der Brust, das sich aufgrund eines durch eine Sonde angelegten äußeren Feldes ergibt, erfüllt die Laplace-Gleichung: $\nabla \cdot E = 0$. An jeder Stelle innerhalb der Brust steht die dielektrische Verschiebung D über die komplexe Dielektrizitätskonstante ϵ durch die Gleichung $D = \epsilon \cdot E$ mit dem elektrischen Feld E in Beziehung. Die komplexe Dielektrizitätskonstante weist einen Realteil (die Dielektrizitätskonstante) und einen Imaginärteil, die Verluste, die mit der Leitfähigkeit in Beziehung stehen, auf.

Unterschiedliche Dielektrizitätskonstanten innerhalb der Brust wirken zusammen, so daß sie die Impedanzen, wie sie mittels der Multielektrodensonde gemessen werden, gemäß der Laplace-Gleichung und den angemessenen Grenzbedingungen beeinflussen. Im Rahmen der Beschreibung und der Ansprüche sind mit dem Begriff "Dielektrizitätskonstante" die komplexe Dielektrizitätskonstante, der Real- oder Imaginärteil derselben oder elektrische Eigenschaften, die damit zusammenhängen, gemeint.

Der Zweck der Erfindung ist es infolgedessen, eine Feststellung von möglichen Tumoren in der Brust zu ermöglichen. Das Verfahren ist sicher sowie nichtinvasiv und erfordert keine Injektion von Kontrastmaterialien. Die mit der Erfindung zur Verfügung gestellten Einrichtungen geben quantitative Informationen, die in Verbindung mit irgendwelchen oder allen derzeit verfügbaren Diagnostiktechniken (Betastung, Röntgenstrahlen, Thermographie) verwendet werden können. Schließlich kann die Erfindung als Vorscreeningtechnik verwendet werden, bevor eine Entscheidung gefällt wird, die dem Screening auszusetzende Person zur Mammographie zu schicken.

Obwohl darauf hingewiesen wurde, daß verschiedene Variationen von Techniken vorhanden sein können und zur Messung von elektrischen Eigenschaften von Geweben benutzt worden sind, repräsentieren im Gegensatz hierzu die vorliegenden Einrichtungen gemäß der Erfindung spezifische Gestaltungen und Ausführungen, die für die Verwendung beim Brustkrebs-Screening bzw. bei der Feststellung von Brustkrebs geeignet sind. Da die elektrischen Eigenschaften von Gewebe mit der Frequenz merklich variieren, werden mehrere Ausführungsarten der Einrichtung für den Betrieb bei niedriger Frequenz und hoher Frequenz beschrieben.

Es sei nun auf Figur 1 Bezug genommen, die eine Detektionsschaltung zeigt, welche gemäß einer Ausführungsform der Erfindung aufgebaut und betreibbar ist und eine Halbbrückenschaltung umfaßt, über die die unbekannte Kapazität C_x und die unbekannte Konduktanz G_x des der Messung unterworfenen Gewebebereichs über einen Kontakt mit einer Sonde angekoppelt ist. Die unbekannte Kapazität und Konduktanz sind als parallele RC-Kombination dargestellt, die wahlweise an einem Anschluß an einen Bus bzw. eine Vielfachleitung A angekoppelt werden können, der bzw. die mit dem einen Anschluß einer Wechselstromspannungsquelle 10 verbunden ist und an Masse angekoppelt werden kann.

Ein Operationsverstärker 12 ist mit seinem negativen Eingangsanschluß über einen Widerstand 11, der typischerweise einen Wert von 5,6 k Ω haben kann, an den zweiten Anschluß der Wechselstromquelle 10 angekoppelt. Der positive Eingangsanschluß des Verstärkers 12 ist über einen Widerstand 14, der typischerweise einen Wert von 2,7 k Ω haben kann, an die Vielfachleitung A angekoppelt. Der Ausgangsanschluß des Verstärkers 12 ist über einen veränderbaren Widerstand 16, der als Nulleinstellung wirkt, und über einen festen Widerstand 18, der typischerweise einen Wert von 10 k Ω haben kann, an seinen negativen Eingangsanschluß zurückgekoppelt. Das Ausgangssignal des Verstärkers 12 wird außerdem über einen Widerstand 20, der typischerweise einen Wert von 3,9 k Ω haben kann, dem negativen Eingangsanschluß eines Operationsverstärkers 22 zuge-

führt. Der negative Eingangsanschluß des Verstärkers 22 erhält weiterhin über einen Widerstand 24, der typischerweise einen Wert von $3,9 \text{ k}\Omega$ haben kann, ein Eingangssignal vom Ausgangsanschluß eines Operationsverstärkers 26, dessen Eingangsanschluß an die Verbindungsstelle zwischen der Spannungsquelle 10 und dem Widerstand 11 angekoppelt ist. Der negative Eingangsanschluß des Verstärkers 26 ist über eine Parallelkombination aus einem Kondensator C_2 , typischerweise mit einer Kapazität von 1 nF , und einem Paar von in Reihe geschalteten Widerständen, nämlich dem Widerstand 28, der typischerweise einen Wert von $2 \text{ k}\Omega$ hat, und dem Widerstand R_2 , der ein variabler Widerstand ist, welcher zur Phaseneinstellung des Ausgangssignals dient und typischerweise einen Wert von $500 \text{ k}\Omega$ hat, an seinen Ausgangsanschluß angekoppelt. Der negative Eingangsanschluß des Verstärkers 26 ist außerdem über die Sonde an die oben erwähnte unbekannte Kapazität und Konduktanz angekoppelt sowie weiterhin an eine parallele RC-Kombination, die einen Kondensator C_2 des typischen Wertes von 1 nF und einen Widerstand 30 des typischen Wertes von $100 \text{ k}\Omega$ umfaßt.

Der positive Eingangsanschluß des Verstärkers 22 ist über einen Widerstand 32, typischerweise von $1 \text{ k}\Omega$, an die Vielfachleitung A angekoppelt. Das Ausgangssignal des Verstärkers 22 wird auf dessen negativen Eingangsanschluß über einen variablen Widerstand 34, der typischerweise einen Wert von $2 \text{ k}\Omega$ haben kann und zur Erzielung einer Höhenkompensation verwendet wird, zurückgekoppelt. Das Ausgangssignal des Verstärkers 22 wird außerdem über einen Widerstand 36, der typischerweise einen Wert von $6,8 \text{ k}\Omega$ haben kann, auf den negativen Eingangsanschluß eines Operationsverstärkers 38 gegeben, dessen positiver Eingangsanschluß über einen Widerstand 40, typischerweise von $4,7 \text{ k}\Omega$, an die Vielfachleitung A angekoppelt ist. Das Ausgangssignal des Operationsverstärkers 38 wird über einen Widerstand 42, typischerweise von $15 \text{ k}\Omega$, auf dessen negativen Eingangsanschluß zurückgekoppelt. Wenn die Schaltung so eingestellt ist, daß sich eine Null-Phasenverschiebung ergibt,

dann wird das Ausgangssignal des Verstärkers 38 durch den Ausdruck $V_f \cos \omega t$ wiedergegeben.

Bei niedrigen Frequenzen sind die elektrischen Eigenschaften von Gewebe primär ohmisch (Schwan, H.P. "Elektrische Eigenschaften von Gewebe und Zellensuspensionen" in Advances in Biological and Medical Physics, Band V, herausgegeben von J. H. Lawrence und C.A. Tobias, Academic Press, New York, 1957, Seiten 147 bis 209). Die Einrichtung der Figur 1 ist für Ge webemessungen im Bereich von 100 Hz bis 10 kHz geeignet. Es wird eine Halbbrückenanordnung angewandt, in der parallele RC-Elemente verwendet werden. Vor dem Beginn einer Messung wird die Schaltung durch Einstellung des Potentiometers R_2 auf Null bzw. auf die Nullmarke eingestellt.

Der Verstärkungsfaktor der Halbbrücke wird gegeben durch die Gleichung:

$$\begin{aligned} V/V_0 &= 1 + Y_1/Y_2 \\ &= 1 + \frac{G'1G_2 + \omega^2C'_1C_2 + j\omega(C'_1G_2 - G'_1C_2)}{G_2^2 + (\omega C_2)^2} \end{aligned} \quad (I)$$

worin $G'_1 = G_1 + G_x$ und $C'_1 = C_1 + C_x$ ist.

Bei Abwesenheit eines äußeren C_x -Kreises (dem untersuchten Gewebe) wird, wenn $G_1 = G_2$ und $C_1 = C_2$ sind, der Verstärkungsfaktor $V/V_0 = 2$. Das endgültige Ausgangssignal ist daher Null. Beim Durchführen einer Untersuchung wird der Abgleich der Schaltung verstimmt. Da die Konduktanz bzw. der Leitwert des Körpers im niedrigen Frequenzbereich merklich ist, ist es erforderlich, die Phasenverschiebung, die er induziert, zu kom pensieren. Das wird dadurch getan, daß man $G_2 = (C_2/C'_1) \cdot G'_1$ einstellt. Die Verstärkungsfaktorfunktion V/V_0 reduziert sich dann auf $V/V_0 = 1 + C'_1/C_2$. Wenn die unbekannte Körperka

pazität C_x ist und der unbekannte Leitwert G_x beträgt, dann ist die Ausgangsspannung $V/V_0 = 2 + C_x/C_2$. Die unbekannte Kapazität kann aus der Ausgangsspannung ermittelt werden, und aus dieser sowie aus dem gemessenen Wert von G_2 kann auch der unbekannte Leitwert bzw. die unbekannte Konduktanz ermittelt werden; das heißt:

$$C_x = (V/V_0 - 2) \cdot C_2 \quad (\text{II})$$

$$\text{und} \quad G_x = (V/V_0 - 2) \cdot G_2$$

Bei den gegebenen Schaltungswerten und unter Verwendung der in Figur 5 gezeigten Sonde wird die Dielektrizitätskonstante K des Gewebes durch $V_f/V_0 \cdot 10^5$ gegeben.

Die obige Einrichtung ist für die Untersuchung einiger Stellen auf der Brust und/oder für eine beschränkte Anzahl von unterschiedlichen Frequenzen befriedigend. Jedoch ist die Einrichtung für das Abtasten vieler Stellen längs der Brust bei vielen unterschiedlichen Frequenzen zu zeitaufwendig für die Praxis. Für jede Orts- oder Frequenzänderung muß der Widerstand R_2 wieder auf eine Null-Phasenverschiebung eingestellt werden.

Eine Einrichtung zum automatischen Berechnen von C_x und G_x ist in Figur 2 veranschaulicht. Ein spannungsgesteuerter Oszillator 50 erhält am Eingang ein Steuersignal von einem Sägezahnspannungsgenerator 52 und gibt eine Eingangsspannung an eine Halbbrückenschaltung 54 ab, die im wesentlichen der in Figur 1 dargestellten Schaltung entspricht, jedoch mit der Ausnahme, daß der veränderbare Widerstand R_2 in Figur 1 durch einen festen Widerstand ersetzt ist. Das Ausgangssignal des spannungsgesteuerten Oszillators 50 wird außerdem einer Differenzierschaltung 56 und einem Integrator 58 zugeführt.

Der spannungsgesteuerte Oszillator 50 erzeugt eine Ausgangsspannung von $V_0 \cos \omega t$, worin die Frequenz zwischen typischen

Grenzen zwischen 0,1 kHz und 10 kHz variiert. Die Differenzierschaltung 56 erzeugt infolgedessen ein Signal, das $2\omega \sin \omega t$ proportional ist, während der Integrator 58 ein Signal erzeugt, das $\frac{2}{\omega} \sin \omega t$ proportional ist.

Das Ausgangssignal der Halbbrückenschaltung 54 wird parallel einer ersten, zweiten und dritten Multiplizierschaltung 60, 62 und 64 zugeführt, die jeweils das Ausgangssignal $V \cos(\omega t + \phi)$ mit $2\omega \sin \omega t$, $2 \cos \omega t$ und $\frac{2}{\omega} \sin \omega t$ multiplizieren. Die Ausgangssignale der jeweiligen Multiplizierschaltungen 60, 62 und 64 werden jeweils Tiefpaßfiltern 66, 68 und 70 zugeführt, in denen die Gleichstromkomponenten der selben extrahiert werden. Die Gleichspannungen, die von den jeweiligen Tiefpaßfiltern 66, 68 und 70 erhalten werden, sind jeweils $-ab$, a und $\frac{b}{\omega}$, worin die Größen a und b durch folgende Gleichungen definiert sind:

$$a = \frac{GG_x + \omega^2 CC_x}{G^2 + \omega^2 C^2} \quad \text{und} \quad (III)$$

$$b = \frac{\omega(GC_x - CG_x)}{G^2 + \omega^2 C^2}$$

Diese Gleichungen können umgewandelt werden, so daß man erhält:

$$C_x = aC + \frac{b}{\omega}G \quad (IV)$$

$$G_x = aG - \omega bC$$

worin C_x und G_x unbekannte Körperkapazität und -leitfähigkeit sind.

Die drei Gleichspannungen $-ab$, a und $\frac{b}{\omega}$ werden den Eingängen eines Analogprozessors 80 zugeführt, der einen RC-4136-Chip umfaßt, welcher vier Operationsverstärker enthält und Ausgangs-

spannungen erzeugt, die die unbekannten Größen C_x und G_x gemäß den obigen Gleichungen angeben. Die C_x und G_x entsprechenden Ausgangssignale werden der Speicher-Wiedergabeeinheit 72 zusammen mit dem Ausgangssignal des Sägezahnspannungsgenerators 52, das zur Synchronisierung dient, zugeführt. Die Speicher-Wiedergabeeinheit sollte wünschenswerterweise so ausgebildet sein, daß sie die G_x - und C_x -Funktionen auf einer xy-Ebene, welche den untersuchten Körperbereich bedeckt, darstellen kann, so daß der Bedienungsperson Divergenzen in der Leitfähigkeit und der Kapazität und infolgedessen in der Dielektrizitätskonstante in dem untersuchten Bereich daher deutlich angezeigt werden. Wiedergabe- bzw. Darstellungseinrichtungen, die einen Wert wie C_x oder G_x als Funktion von xy-Koordinaten mittels Farbe anzeigen, sind allgemein verfügbar.

Es sei nun auf Figur 5 Bezug genommen, die in einer schematischen Darstellung eine Sonden- bzw. Tasteranordnung zeigt, welche bei den Ausführungsformen der Figuren 1 und 2 verwendbar ist. Eine kreisförmige Elektrode 90 aus rostfreiem Stahl von einer Fläche von 1 cm^2 ist in einer Schicht 92 aus Polyvinylchlorid oder irgendeinem anderen geeigneten Isolator eingekapselt. Der Patient wird auf einer mit Masse verbundenen Platte oder einem mit Masse verbundenen Tisch angeordnet, wie schematisch durch die mit Masse verbundene Platte 96 angedeutet ist. Der Taster wird dann in Kontakt mit dem entsprechenden Körperteil angeordnet und darauf von Position zu Position bewegt, um die Werte von C_x und G_x für verschiedene Bereiche des untersuchten Teils zu bestimmen.

Bei höheren Frequenzen von etwa 10 MHz an ist die kapazitive Wirkung in Geweben überwiegend. Die Figur 3 zeigt einen Detektor, der auf einer kapazitiven Brückenanordnung 102 basiert. Die Kapazitätsbrücke umfaßt vier dreieckig geformte Elektroden 104, die in kreissymmetrischer Weise auf isolierendem Material 106 (typischerweise Polyvinylchlorid oder Teflon) an-

geordnet sind und das eine Ende eines zylindrischen Tasters 114 bilden. Ein Sägezahngenerator 108 wird dazu benutzt, die Trägerfrequenz eines 100 MHz frequenzmodulierten Senders mit einem 1-KHz-Audiomodulator zu modulieren, und das Ausgangssignal dieses Senders wird zwei gegenüberliegenden Brückenelementen zugeführt. Ein Frequenzmodulationsempfänger 112 ist mit den anderen beiden gegenüberliegenden Brückenelementen verbunden. Eine Gleichrichter- und Filtereinheit 116, die mit dem Audioausgang des FM-Empfängers 112 verbunden ist, gibt eine Gleichspannung ab, die proportional dem Audioausgangssignal ist.

Bevor der Taster auf dem zu untersuchenden Gewebe angeordnet wird, wird die Brücke abgeglichen, und das Gleichstromausgangssignal des Gleichrichters 116 ist Null. Wenn die Sonde über Gewebe von inhomogener Natur (bezüglich der Dielektrizitätskonstante) angeordnet wird, dann wird die Brücke aus dem Gleichgewicht gebracht, so daß ein Gleichstromausgangssignal am Gleichrichter 116 erzeugt wird. Dieses Ausgangssignal wird dem y-Achsen-Anschluß einer Speicher-Wiedergabeeinheit 118 zugeführt. Gleichzeitig wird die Sägezahnspannung vom Sägezahngenerator 108 dem x-Achsen-Anschluß der Wiedergabeeinheit zugeführt, so daß man eine Darstellung von C_x in Abhängigkeit von ω erhält, oder sich, wenn ein logarithmischer Verstärker 120 eingefügt wird, eine Darstellung von C_x in Abhängigkeit von $\log \omega$ ergibt.

Ein anderer Detektor für hohe Frequenzen, der auf kapazitive Eigenschaften von Geweben anspricht, ist in Figur 4 gezeigt. Der Taster bzw. die Sonde ist von der in Figur 5 gezeigten Art. Der wichtigste Teil des Detektors ist ein Paar spannungssteuerter Oszillatoren 204 und 206. Ohne die Gewebekapazität schwingen die beiden spannungsgesteuerten Oszillatoren auf der gleichen Frequenz und sind abgeglichen. Wenn der Taster auf Gewebe angeordnet wird, dann addiert sich die Gewebekapazität zur Kapazität C des Oszillators 206 und erniedrigt auf diese Weise die Oszillatorkreisfrequenz von ω_0 auf $\omega_0 - \omega$, worin

$$\frac{\omega'}{\omega_0} = \frac{C_x(\omega_0)}{C} \quad (v)$$

ist, wenn C_x viel kleiner als C ist. Die Ausgangssignale des Bezugoszillators 204 und des Signaloszillators 206 werden durch Begrenzer 208 begrenzt und dann mittels eines Produktdetektors 210 und eines Tiefpaßfilters 212 zu einem Detektor-Signal verknüpft. Das Ausgangssignal des Filters 212 ist eine Sinuswellenform der Frequenz ω' . Diese Sinuswelle wird einem Frequenz-zu-Spannungs-Wandler 214 (im wesentlichen das Umgekehrte eines spannungsgesteuerten Oszillators) zugeführt, so daß man eine Gleichspannung V' erhält, die ω' proportional ist. Die Spannungen V' und die Sägezahnspannung V_0 werden mittels eines Analogteilers 216 durcheinander geteilt, so daß man eine Spannung $\frac{V'}{V_0}$ erhält, die proportional der Größe $\frac{C_x(\omega_0)}{C}$ ist, wie in Gleichung V angegeben. Diese Spannung

C

wird dem y-Achsen-Anschluß einer Speicher-Wiedergabeeinheit 218 zugeführt. Gleichzeitig wird die Spannung V des Sägezahn-generators oder log V (letztere Größe wird durch einen logarithmischen Verstärker 220 erhalten) dem x-Achsen-Anschluß der Wiedergabeeinheit 218 zugeführt, so daß die Gewebekapa-zität C_x als Funktion der Frequenz oder des Logarithmus der Frequenz dargestellt wird.

Da die Messung der Kapazität und der Leitfähigkeit von der Dicke des gemessenen Gewebes wie auch von dessen elektrischen Eigenschaften abhängen, muß der Dickenfaktor aus den Meßergeb-nissen entfernt werden. Das geschieht durch das Höhenkompen-sationspotentiometer, das explizit in den Figuren 1, 2 und 5 gezeigt ist. Das Potentiometer bildet einen Teil einer Schal-tung mit variablem Verstärkungsfaktor. Der Potentiometerskalen-faktor beträgt $200 \Omega/\text{cm}$. Bei einem nominellen Arbeitsabstand von 10 cm hat die Schaltung mit veränderbarem Verstärkungsfak-tor einen Verstärkungsfaktor von 1. Wenn sich die tatsächliche

Gewebedicke L von 10 cm unterscheidet, dann ist der Verstärkungsfaktor der Schaltung mit variablem Verstärkungsfaktor L/10. Dadurch werden Signale, die beim tatsächlichen Arbeitsabstand empfangen werden, automatisch kompensiert, so daß auf diese Weise ein Vergleich zwischen den Messungen ermöglicht wird, die bei verschiedenen Arbeitsabständen gemacht worden sind.

Es sei nun auf Figur 7 Bezug genommen, in der in einem schematischen Blockschaltbild eine rechnergesteuerte Brustkrebs-Screeningeinrichtung veranschaulicht ist, welche gemäß einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung aufgebaut und betreibbar ist. Die Screening-Einrichtung umfaßt einen Mehrelementtaster, der typischerweise 64 Elemente umfaßt, die in einer 8x8-Anordnung angeordnet sind. Dieser Taster, dem das Bezugszeichen 300 zugeordnet ist, wird weiter unten anhand der Figur 6 in näheren Einzelheiten beschrieben.

Der Taster 300 ist über einen 64-Element-Multiplexer 302 an einen elektronischen Prozessor 304 angekoppelt, wie nachstehend anhand der Figuren 8 bis 10 beschrieben wird. Der elektronische Prozessor 304 ist an ein Mikrocomputersteuer- und Datenspeicher- sowie Wiedergabesystem 306 angeschlossen. Das System 306 ist gemäß einer bevorzugten Ausführungsform der Erfindung durch eine SOL-20-Einheit verwirklicht, die von der Fa. Processor Technology of California, USA hergestellt wird. Es ist natürlich so, daß alternativ jedes andere geeignete Mikrocomputersteuer- und Datenspeicher- sowie Wiedergabesystem angewandt werden kann.

Das SOL-20-Mikrocomputersystem basiert auf dem Intel 8080 8-Bit-Mikrocomputer und verwendet das bekannte S-100-Bus-System. Das SOL-20-System hat eine eingebaute Tastatur 308, welche beispielsweise die Eingabe der Patientenidentifikationsinformationen ermöglicht, sowie einen 16 K Byte RAM Speicher 310, wie beispielsweise einen Dynabyte DY-M51645, der zur Daten

speicherung dient. Ein Programmspeicher 312 umfaßt eine oder mehrere programmierbare 16 K ROM-Karten, wie beispielsweise Cromemco CR-16K PR/A, von denen jede 16 K Bytes eines löschenbaren ROM-Speichers hat. Das SOL-20-System umfaßt außerdem Reihen- und Parallel-Eingabe-Ausgabe-Kopplungselektroniken 314. Eine Videokopplungselektronik 316, beispielsweise die TV Dazzler (C/CRDZ/A), die auch von der Fa. Cromemco hergestellt wird, ist zum Erzeugen von geeigneten Videosignalen zum Zwecke der Wiedergabe auf einer Fernsehüberwachungseinrichtung 318 in Farbe oder Schwarz/Weiß vorgesehen.

Das Mikrocomputersystem 306 wird mittels Standardtechniken programmiert, so daß es die erforderlichen Steuersignale für den elektronischen Prozessor erzeugt, aufgrund deren die Daten, die durch den elektronischen Prozessor 304 von dem Taster 300 erhalten werden, eingegeben und die Daten zu dem Fernsehüberwachungsgerät 318 in alphanumerischer und graphischer Form bzw. in alphanumerischem und graphischem Format ausgegeben werden.

Es sei nun auf Figur 6 Bezug genommen, die einen Mehrfachelementtaster veranschaulicht, der gemäß einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung aufgebaut und betreibbar ist. Der Taster umfaßt eine Basis 320, die aus Kunststoff, wie beispielsweise Polyvinylchlorid, ausgebildet ist und auf der in allgemein planarer Anordnung 64 allgemein flache leitfähige Tasterelemente 322 montiert sind, die typischerweise aus rostfreiem Stahl ausgebildet sind und von denen jedes über einen Leiter (nicht dargestellt) an einen Eingang des Multiplexers 302 angekoppelt ist. In der bevorzugten Ausführungsform sind die Tasterelemente 322 in einer flachen Anordnung von 8x8 Tasterelementen angeordnet. Alternativ können die Tasterelemente in jeder gewünschten Anzahl und in jeder geeigneten Anordnung angeordnet werden. Die Anordnung braucht in einer weiteren Alternative nicht flach zu sein und kann beispielsweise so kon-

figuriert bzw. geformt sein, daß sie der Form einer menschlichen Brust entspricht. In der vorliegenden Ausführungsform ist die Anordnung so ausgelegt, daß sie gleichzeitig über einem Quadranten der Brust angeordnet wird.

Die Anordnung und die Basis 320 wird von einem Rahmen teil 324 aus rostfreiem Stahl umgeben, das zu dem Zweck vorgesehen ist, eine Äquipotentialoberfläche in dem zu untersuchenden Bereich darzubieten. Typische Abmessungen des Tasters sind folgende:

Gesamtbreite D des Rahmens:	95 mm im Quadrat
Gesamtbreite d eines Tasterelements:	7 mm im Quadrat
Abstand t zwischen benachbarten Tasterelementen:	1 mm
Abstand W zwischen dem Rand des Rahmens und dem jeweils benachbarten Tasterelement:	15 mm

Es sei darauf hingewiesen, daß der Taster mit dem Multiplexer über 64 einzelne Leitungen verbunden ist. Es sei weiterhin darauf hingewiesen, daß ein vorteilhafter Gebrauch des Tasteroberflächenbereichs durch Verwendung von hexagonalen Elementen erzielt werden kann.

Nunmehr sei auf Figur 8 Bezug genommen, in der der Multiplexer 302 schematisch dargestellt ist. Der Multiplexer 302 kann, wie man ohne weiteres erkennt, 64 einpolige elektronische Umschalter umfassen, die von 64 unabhängigen Steuerleitungen gesteuert werden. Jeder Schalter ist außerdem mit einem der 64 Elementen des Tasters verbunden. Jeder Schalter ist in Ansprechung auf ein Steuersignal, das über die Steuerleitung empfangen wird, so betreibbar, daß er ein einzelnes Tasterelement entweder mit der Brückenschaltung oder mit dem Oszillator in dem elektronischen Prozessor 304 verbindet, wie weiter unten

näher beschrieben ist. Alle 64 Tasterelemente werden während der Untersuchung eines Patienten auf dem gleichen Potential gehalten, jedoch trägt nur das individuelle Tasterelement, das gerade mit der Brücke verbunden ist, tatsächlich zur Berechnung der Dielektrizitätskonstanten bei. Es sei darauf hingewiesen, daß in der hier erörterten bevorzugten Ausführungsform zu einem vorbestimmten Zeitpunkt ein Tasterelement mit der Brücke verbunden ist. Alternativ kann eine geeignete Anzahl von Tasterelementen gleichzeitig mit der Brücke verbunden sein, vorausgesetzt, daß eine geeignete Signalverarbeitungsschaltung zum Anzeigen der gerade gemessenen elektrischen Größen verfügbar ist.

Gemäß der hier beschriebenen Ausführungsform der Erfindung schaltet der Multiplexer die Tasterelemente aufeinanderfolgend eines nach dem anderen an die Brückenschaltung an, so daß dadurch eine Mehrzahl von Bereichen des Patienten zum Zwecke der Messung der räumlichen Variation der elektronischen Eigenschaften derselben abgetastet wird.

Die Figur 8 zeigt den ersten und den vierundsechzigsten elektronischen Schalter 330, typischerweise duale einpolige analoge Umschalter vom Typ 7512, wie sie von der Fa. Analog Devices hergestellt werden. Die normalerweise geschlossenen Ruhekontakte bzw. -pole NC jedes Schalters sind mit dem Oszillatator (nicht gezeigt) verbunden, während die normalerweise offenen Arbeitskontakte bzw. -pole NO jedes Schalters alle mit der Brücke (nicht gezeigt) verbunden sind. Der Mittelkontakt bzw. -pol C jedes Schalters ist mit einem entsprechenden Tasterelement verbunden. Auf diese Weise ist die Gesamtheit der 64 Tasterelemente mit 32 oder 64 identischen Schaltern vom Typ 7512 verbunden.

Der Steueranschluß CON jedes Schalters 330 ist mit einem der vier Q-Ausgänge eines Registers 332, wie beispielsweise einer

4-Bit-Sperre vom Typ 4042. Auf diese Weise sind 16 Sperren vom Typ 4042 zum Steuern der 64 Schalter vom Typ 7512 erforderlich. Ein Decodierer 334 von konventionellem Aufbau wählt die geeignete Sperre zum Einstellen von zwei Gruppen von vier Kontrollen bzw. Steuersignalen, und zwar jede bzw. jedes in Ansprechung auf die Programmsteuerung, die von dem Mikrocomputersystem 306 bewirkt wird. Infolgedessen wird durch acht individuelle 8-Bit-Steuerworte der Status von jedem der 64 Tasterelemente eingestellt.

Es sei nun auf die Figuren 9 und 10 Bezug genommen, die zusammen die elektronische Signal- bzw. Datenverarbeitungsanlage, die als elektronischer Prozessor bezeichnet wird, veranschaulichen. Die Figur 9 veranschaulicht einen Taktfrequenzgenerator, der dazu verwendet wird, sieben unterschiedliche Frequenzen zu erzeugen, und der einen Teil des elektronischen Prozessors bildet. Der Taktfrequenzgenerator weist eine Sperre 340 auf, beispielsweise eine Sperre vom Typ 74C174, die in der Weise arbeitet, daß sie Steuereingangssignale vom Mikrocomputersystem 306 empfängt, die aufgrund einer geeigneten Programmsteuerung von letzterem abgegeben werden, und in Ansprechung auf diese Steuereingangssignale einen digitalen Multiplexer 342 vom Typ 74C151 von acht Leitungen zu einer Leitung steuert. Ein Standardkristalltaktgeberoszillator 344, der beispielsweise auf 5,12 MHz arbeitet, liefert ein Ausgangssignal an einen im Verhältnis 1:4 untersetzenden Zähler 346, der die Taktfrequenz auf 1,28 MHz vermindert. Dieses Signal von 1,28 MHz wird als Eingangssignal dem Eingang 6 des Multiplexers 342 und außerdem den Steuereingängen EN von zwei Hälften 348 und 350 eines dualen Zählers vom Typ 4518 zugeführt. Die Q_0 - und Q_3 -Ausgangsanschlüsse der Zählerhälfte 348 sind an die jeweiligen Eingänge 5 und 3 des Multiplexers 342 angekoppelt und liefern jeweils Frequenzen von 640 KHz und 128 KHz. Der Q_3 -Ausgangsanschluß der Zählerhälfte 348 ist außerdem an den Steuereingang EN einer Zählerhälfte 352 eines zweiten dualen Zählers vom Typ BCD 4518 angekoppelt, dessen zweite Hälfte mit dem Bezugszeichen 354 versehen ist.

Der Q_0 -Ausgang der Zählerhälfte 350 ist mit einem Eingang eines UND-Tors 356 vom Typ 74C08 verbunden, während der Q_2 -Ausgang der Zählerhälfte 350 mit dem Eingang 4 des Multiplexers 342 verbunden ist, an den er ein 256-KHz-Signal abgibt, und außerdem mit dem zweiten Eingang des UND-Tors 356. Der Ausgang des UND-Tors 356 wird dem Rücksetzeingang R der Zählerhälfte 350 zugeführt. Der Q_2 -Ausgang der Zählerhälfte 350 ist weiterhin mit dem Steuereingang EN der Zählerhälfte 354 verbunden.

Der Q_0 -Ausgang der Zählerhälfte 352 liefert ein 64-KHz-Signal als Eingangssignal an den Eingang 2 des Multiplexers 342; der Q_3 -Ausgang der Zählerhälfte 352 gibt ein 12,8-KHz-Ausgangssignal an den Eingang 0 des Multiplexers 342 ab, und der Q_3 -Ausgang der Zählerhälfte 354 liefert ein 25,6-KHz-Ausgangssignal an den Eingang 1 des Multiplexers 342.

Der Multiplexer 342 arbeitet so, daß er eine Taktfrequenz unter den ihm eingegebenen sieben Taktfrequenzen auswählt und sie über seinen Ausgangsanschluß Y an einen 11-Bit-Binärzähler abgibt, der duale 4-Bit-Binärzähler Typ 4520, umfaßt, welche die mit den Bezugszeichen 358, 360 und 362 versehenen Zählerhälften aufweisen. Die Rücksetzeingänge R der Zähler 358, 360 und 362 werden durch das Mikrocomputersystem unter geeigneter Programmsteuerung betrieben, und die Q_0 - bis Q_3 -Ausgänge der drei Zählerhälften 358, 360 und 362 sind mit den Buchstaben A bis K bezeichnet.

Es sei nun auf Figur 9 Bezug genommen, die den Rest des elektronischen Prozessors veranschaulicht. Ein programmierbarer ROM-Speicher 370, wie beispielsweise vom Typ Intel 2708, ist an seinen Eingängen mit den Ausgängen A bis G der Zähler 358 und 360 verbunden. Es sei darauf hingewiesen, daß am Ausgang A das am wenigsten signifikante Bit erscheint, während am Ausgang K das am meisten signifikante Bit auftritt. Infolge-

dessen sind die an den Ausgängen A bis G erscheinenden Signale die sieben am wenigsten signifikanten Bits der Ausgänge der Zähler 358, 360 und 362. Der ROM-Speicher 370 ist so programmiert, daß er an seinem Ausgang den Sinus des Eingangssignals in einem 8-Bit-komplementärversetzten Binärformat abgibt, das nachstehend auch als COB-Format bezeichnet ist. Das bedeutet, daß dann, wenn das Eingangssignal für den ROM-Speicher 370 die Größe N hat, worin $0 \leq N \leq 127$ ist, das Ausgangssignal des ROM-Speichers 370 gleich $\sin \frac{2\pi N}{128}$ im COB-Format ist. Die folgende Tabelle gibt eine Übersetzung bzw. Umwandlung für verschiedene Werte von N:

N	$\sin \frac{2\pi N}{128}$	COB
0	0	10000000
32	+1	00000001
64	0	10000000
96	-1	11111111

Das 8-Bit-Ausgangssignal vom Speicher 370 wird einem multiplizierenden Digital-zu-Analog-Wandler 372 zugeführt, beispielsweise vom Typ AD 7524, der von der Fa. Analog Devices hergestellt wird. Es sei darauf hingewiesen, daß Digital-zu-Analog-Wandler nachstehend auch abgekürzt mit D/A-Wandler bezeichnet werden. Der D/A-Wandler ist in bipolarer Weise geschaltet, wie vom Hersteller beschrieben, derart, daß dann, wenn der Speicher 370 zyklisch über alle seine Adresseneingänge betrieben wird, der D/A-Wandler 372 ein analoges Sinuswellensignal erzeugt, und zwar einen Zyklus für jeden Zyklus des Speichers 370. Die Frequenz des Sinuswellenausgangssignals des D/A-Wandlers 372 ist 1/128 der Frequenz des am Ausgang Y des Multiplexers 342 auftretenden Taktgebersignals. Infolgedessen kann die Sinuswelle in Abhängigkeit von dem durch den Multiplexer 342 ausgewählten Eingangssignal die Frequenz von 100, 200, 500, 1000, 2000, 5000 oder 10000 Hz haben. Die Am-

plitude der Sinuswelle wird durch die Spannung an einem Bezugsspannungseingang V_{ref} des A/D-Wandlers 372 bestimmt.

Die an den Eingang V_{ref} angelegte Spannung wird ihrerseits durch einen 8-Bit-D/A-Wandler 374 bestimmt, der beispielsweise vom Typ DAC 82 sein kann, wie er von der Fa. Burr-Brown hergestellt wird. Der D/A-Wandler 374 hat eine intern feste Bezugsspannung V_0 , die typischerweise so ausgewählt wird, daß sie 5 Volt beträgt. Der D/A-Wandler 374 erhält vom Mikrocomputersystem unter geeigneter Programmsteuerung ein 8-Bit-Verstärkungsfaktorwort K, wobei K im Bereich zwischen 1 und 255 liegt. Das Ausgangssignal des D/A-Wandlers 370 ist infolgedessen eine Gleichspannung, deren Wert gleich $\frac{KV_0}{255}$ ist, und dieser Wert ist die Bezugsspannung V_{ref} .

Die Sinuswelle, die vom D/A-Wandler 372 erzeugt wird, kann ausgedrückt werden als

$$\frac{127 KV_0}{128 \cdot 255} \sin \frac{2\pi N}{128}$$

Das Ausgangssignal des D/A-Wandlers 372 wird dem positiven Eingangsanschluß eines Operationsverstärkers 376 zugeführt, beispielsweise vom Typ 3550 der Fa. Burr-Brown, der als Puffer in der nichtinvertierenden Weise mit dem Verstärkungsfaktor 1 betrieben wird. Der Ausgang des Operationsverstärkers 376 ist der Oszillatiorausgang, der mit den Eingängen OSC des Multiplexers der Figur 8 verbunden ist.

Das Sinuswellenausgangssignal des D/A-Wandlers 372 wird außerdem der Brückenschaltung zugeführt, die einen ersten und zweiten Operationsverstärker 378 und 380 umfaßt, beispielsweise vom Typ 3550, und deren positive Eingangsanschlüsse über einen Widerstand 382 miteinander verbunden sind. Das Ausgangssignal vom A/D-Wandler 372 wird der Verbindungsstelle zwischen dem

positiven Eingangsanschluß des Operationsverstärkers 378 und dem Widerstand 382 zugeführt. Der negative Eingangsanschluß des Operationsverstärkers 378 ist mit den Brückenan schlüssen der elektronischen Schalter 330 des in Figur 8 gezeigten Multiplexers und infolgedessen über den Multiplexer mit dem in den Figuren 6 und 7 gezeigten Taster verbunden; die Brückenanschlüsse sind in Figur 8 mit "Brücke" bezeichnet.

Die Größen C_x und R_x , die in Figur 10 zwischen Masse und dem negativen Eingangsanschluß des Operationsverstärkers 378 dargestellt sind, bedeuten die unbekannten meßbaren Kapazitäts- und Widerstandsgrößen des untersuchten Körpergewebes, das durch eine mit Masse verbundene Platte entgegengesetzt zum Taster an Masse gelegt ist, so daß die Brust schichtförmig zwischen dem Taster und der an Masse liegenden Platte angeordnet ist. Alternative Anordnungen über den Anschluß an Masse umfassen beispielsweise die Anordnung einer an Masse liegenden Platte, die längs des Rückens des Patienten angeordnet ist, oder die Anordnung von Elektroden, die um die Handgelenke des Patienten geklemmt sind.

Der Ausgangsanschluß des Operationsverstärkers 378 ist über einen Widerstand 384 an den negativen Eingangsanschluß eines Operationsverstärkers 380 und außerdem über eine Parallelkombination aus einem Widerstand 386 und einem Kondensator 388 an den negativen Eingangsanschluß des Operationsverstärkers 378 angekoppelt. Der negative Eingangsanschluß des Operationsverstärkers 378 ist weiterhin über eine Parallelkombination aus einem Widerstand 390 und einem veränderbaren Kondensator 392 sowie einem Kondensator 392 mit Masse verbunden. Der Ausgangsanschluß des Operationsverstärkers 380 ist über einen Widerstand 394 auf dessen negativen Eingangsanschluß rückgekoppelt. Der negative Eingangsanschluß des Operationsverstärkers 380 ist über einen Widerstand 396 an ein Potentiometer 398 angekoppelt, das zur Verschiebungs- bzw. Verlagerungseinstellung dient.

Typische Bauteilwerte sind die folgenden: die Widerstände 382, 384 und 394 haben $10\text{ k}\Omega$; der Widerstand 396 hat $1,1\text{ M}\Omega$; die Widerstände 386 und 390 haben $159\text{ k}\Omega$; das Potentiometer 398 hat $10\text{ k}\Omega$; der Kondensator 388 hat 1 nF ; der Kondensator 392 hat einen Bereich von 30 bis 500 pF ; und der Kondensator 393 hat 500 pF . Der Kondensator 392 wird so eingestellt, daß die Kondensatoren 392 und 393 zusammen mit der Tasterkapazität eine Größe von 1 nF haben.

Die Ausgangssignale der Anschlüsse H, I, J und K, die die vier signifikantesten Bits der Ausgänge der Zähler 358, 360 und 362 sind, werden einem 4-Bit-Digitalkomparator 400, beispielsweise vom Typ 74C85, zugeführt. Der Komparator 400 vergleicht das 4-Bit-Eingangssignal HIJK mit Vergleichsbits, die durch das Mikrocomputersystem unter Programmsteuerung zugeführt werden. Die Vergleichsbits haben die Form von 4-Bit-Binärworten, die einen Wert zwischen 1 und 15 haben. Wenn die HIJK-Eingangssignale gleich dem Vergleichsbitwort sind, stellt der Komparator die Gleichheit fest und liefert ein Steuersignal an einen Detektor 402. Der Detektor 402 ist typischerweise eine Zweistufenanordnung aus vier NAND-Toren mit acht Eingängen, beispielsweise vom Typ 74C30, und einem NAND-Tor mit vier Eingängen, beispielsweise vom Typ 74C20.

Man sieht infolgedessen, daß ein bis fünfzehn Sinuswellenzyklen an den Patienten angelegt werden können, bevor die Messung beginnt.

Beim Empfang des Steuersignals, das mit EN bezeichnet sei, führt der Detektor 402 die folgende logische Aufeinanderfolge aus:

$$\text{DET} = \text{EN} \cdot (\text{GFEDCBA} + \text{GFEDCBA} + \text{GFEDCBA} + \text{GFEDCBA})$$

Auf diese Weise geht das Detektorausgangssignal DET während eines Meßzyklus viermal auf 1. Jedesmal, wenn das Signal DET

auf 1 geht, steuert es eine digitale Verzögerungsschaltung 404, die außerdem ein Taktgebersignal f' empfängt, das typischerweise 1,28 MHz ist. Nach einer vorbestimmten Anzahl von Zyklen des Signals f' erzeugt die Verzögerungsschaltung 404 ein HALTE-Kommando für eine PRÜFPUNKT-UND-HALTE-Schaltung 406, die beispielsweise eine Analogeneinrichtung des Typs AD 583 ist, und sie erzeugt außerdem ein START-UMWANDLUNGS-Kommando für einen 10-Bit-A/D-Wandler 408, beispielsweise einen solchen des Typs ADC 85C-10 von Burr-Brown. Die PRÜFPUNKT-UND-HALTE-Schaltung und der A/D-Wandler arbeiten infolgedessen in der Weise, daß sie die Brückenschaltung während jedes Meßzyklus viermal abtasten.

Die Abtastung wird in Ansprechung auf Instruktionen vom Mikrocomputersystem unter Programmsteuerung um einen kleinen Betrag verzögert, um die Phasenverzögerung zu kompensieren, die durch den Sinuswellengenerator und die Brückenschaltung eingeführt wird. Die Kompensation dieser Verzögerung wird weiter unten erläutert. Vier digitale Abtastwerte des Brückenausgangs, die als V_1 , V_2 , V_3 und V_4 bezeichnet sind, werden vom A/D-Wandler 408 zur weiteren Datenverarbeitung in das Mikrocomputersystem eingelesen.

Um die Erfindung noch besser verständlich zu machen, wird die Theorie der Betriebsweise der erfindungsgemäßen Einrichtung nun in näheren Einzelheiten betrachtet.

Während jedes Meßzyklus erzeugt der Sinuswellengenerator ein Signal

$$V_{osc} = \frac{127}{128 \cdot 255} KV_0 \sin \frac{2\pi N}{128} .$$

Der Brückenausgang ist Null, wenn kein Gewebe gemessen wird. Wenn Gewebe mit einer Kapazität von C_x und einem Leitwert G_x gemessen wird, dann wird die Brücke aus dem Gleichgewicht gebracht und erzeugt eine Analogspannung:

$$V_{br} = \frac{127 KV_0}{128 \cdot 255} \left(a \sin \frac{2\pi N}{128} + b \cos \frac{2\pi N}{128} \right) + V_{os}$$

worin a und b In-Phase- und Quadratur-Terme sind, die sich auf C_x und G_x beziehen, während V_{os} eine Verschiebung- bzw. Verlagerungsgleichspannung ist.

Es sei, indem im Augenblick die Phasenverzögerung ignoriert wird, angenommen, daß der Detektor 402 das Signal V_{br} bei vier Werten von N , d.h. bei $N = 0, 32, 64$ und 96 , abtastet. Die Werte von V_{br} bei diesen Werten von N sind wie folgt:

$$N = 0 \quad V'_1 = \frac{127 KV_0}{128 \cdot 255} b + V_{os}$$

$$N = 32 \quad V'_2 = \frac{127 KV_0}{128 \cdot 255} a + V_{os}$$

$$N = 64 \quad V'_3 = \frac{127 KV_0}{128 \cdot 255} b + V_{os}$$

$$N = 96 \quad V'_4 = \frac{127 KV_0}{128 \cdot 255} a + V_{os}$$

Der A/D-Wandler 408 arbeitet so, daß er die abgetasteten Brückenwerte als neun Bits plus dem Vorzeichen digitalisiert und die folgenden vier Ausgangssignale, multipliziert mit einem Maßstabsfaktor von $\frac{511}{V_0}$ liefert:

Die vier Ausgangssignale des A/D-Wandlers 408 können auf diese Weise durch die folgenden Gleichungen ausgedrückt werden:

$$N = 0 \quad V_1 \approx 2Kb + 511 \frac{V_{os}}{V_0}$$

$$N = 32 \quad v_2 \approx 2Ka + 511 \frac{v_{os}}{v_0}$$

$$N = 64 \quad v_3 \approx -2Kb + 511 \frac{v_{os}}{v_0}$$

$$N = 96 \quad v_4 \approx -2Ka - 511 \frac{v_{os}}{v_0}$$

Das Mikrocomputersystem 306 bildet unter geeigneter Programmsteuerung die folgenden beiden Ausdrücke:

$$A = v_2 - v_4$$

$$B = v_1 - v_3$$

Es ist ein spezielles Merkmal der obigen Ausdrücke, daß die Verschiebung- bzw. Verlagerungsgleichspannungsterme herausfallen und die jeweiligen In-Phase- und Quadratur-Terme a und b durch die folgenden Gleichungen gegeben werden:

$$a = \frac{A}{4K}$$

$$b = \frac{B}{4K}$$

Wenn man die weiter oben gegebene Gleichung IV nun in dem speziellen Fall betrachtet, in dem $G = \omega_0 C$ ist, worin $\omega_0 = 2\pi \cdot 1 \text{ KF}$ ist, sowie in dem vorliegenden Fall, in dem $C = 1 \text{ nF}$ und $G = \frac{1}{159} \text{ mmho}$ sind, dann können die In-Phase- und Quadratur-Terme wie folgt ausgedrückt werden:

$$a = \frac{\frac{G_x}{G} + f^2 - \frac{C_x}{C}}{1 + f^2}$$

$$b = \frac{f \left[\frac{C_x}{C} - \frac{G_x}{G} \right]}{1 + f^2}$$

worin f die Brückenzufrequenz in KHz ist (d.h. bei 1 KHz ist $f = 1$, bei 100 Hz ist $f = 0,1$ usw.).

Die obigen Gleichungen für a und b reduzieren sich auf die folgenden Ausdrücke:

$$\frac{C_x}{C} = a + \frac{b}{f}$$

$$\frac{G_x}{G} = a - fb$$

Bei der oben beschriebenen Einrichtung ist $R = \frac{1}{G} = 159 \text{ k}\Omega$, und f ist gleich einem der folgenden Werte: 0,1, 0,2, 0,5, 1, 2, 5 und 10.

Die Gewebescheinleitwertamplitude $|Y_x|$ kann in Termen von a und b sowie der Brückenscheinleitwertamplitude $|Y| = (G^2 + \omega^2 C^2)^{1/2}$ wie folgt ausgedrückt werden:

$$\left| \frac{Y_x}{Y} \right| = (a^2 + b^2)^{1/2}$$

Der Phasenwinkel ϕ_x des Scheinleitwerts kann ausgedrückt werden als

$$\phi_x = \tan^{-1} \frac{\omega C_x}{G_x}$$

Es ist daher ersichtlich, daß man durch variiertende Frequenzen die Werte C_x , G_x , $|Y_x|$ und ϕ_x über einen Zweidekadenbereich von Frequenzen von 0,1 Hz bis 10 KHz an jeder Stelle des Gewebes berechnen kann. Durch Frequenzwobbling bzw. Über-

streichen und Abtastung einer Vielzahl von Stellen mit den Tasterelementen kann man sowohl die Frequenzvariationen als auch die räumlichen Variationen der vier Gewebeparameter messen. Die Wichtigkeit und Brauchbarkeit dieser Technik soll nun näher erörtert werden.

Eines der Probleme, die mit einer Impedanzmessung bei einer einzigen Frequenz verbunden sind, besteht darin, daß die erhaltenen Ergebnisse allgemein von äußeren Faktoren abhängen, wie beispielsweise dem Druck, mit dem der Taster auf die Haut aufgelegt wird, der Menge an benutztem Kopplungsgel, dem Abstand zwischen den beiden Elektroden, d.h. der Fühlelektradenanordnung und der an Masse gelegten Elektrode am Rücken des Patienten, und ihrer relativen Ausrichtung. Beispielweise kann ein hoher Meßwert der Kapazität bei einer gegebenen Frequenz einfach von der Verwendung eines Überschusses an Kopplungsgel herrühren.

Es ist klar, daß Messungen, die den obigen Variablen unterworfen sind, für ein Screening-Programm, in dem eine große Anzahl von Messungen an Patienten zu verschiedenen Zeiten von verschiedenen Bedienungspersonen durchgeführt werden, nicht geeignet sind. Es ist daher erforderlich, eine Meßtechnik und -einrichtung zur Verfügung zu stellen, die unabhängig von den obigen äußeren Variablen reproduzierbare und gleichförmige Ergebnisse erzeugt.

Dieses Problem kann in einem großen Ausmaß dadurch überwunden werden, daß man die Gewebeeigenschaften bei mehreren Frequenzen untersucht. Die normalisierte Neigung der Kurve, die die Beziehung zwischen der Gewebeeigenschaft und der Frequenz wiedergibt, ist unabhängig von den oben erwähnten frequenzunabhängigen Faktoren. Beispielsweise kann die Dielektrizitätskonstante in einem gegebenen Gewebebereich ausgedrückt werden als $\epsilon_x(f)$. Die mittels der Einrichtung nach der vorliegenden

Erfindung gemessene Kapazität kann ausgedrückt werden als:

$$C_x(f) = A_x \Sigma_x(f)$$

worin A_x ein Faktor ist, der die frequenzunabhängigen Faktoren, d.h. die frequenzinvarianten Faktoren, kombiniert, beispielsweise die effektive Fläche des Tasters und die im Gewebe effektiv zurückgelegte Weglänge. Es ist infolgedessen ersichtlich, daß die gewünschte Gewebeeigenschaft Σ_x ist und nicht C_x , welches Faktoren enthält, die sich nicht auf die Gewebeeigenschaften beziehen, die gemessen werden sollen. Die vorliegende Einrichtung mißt C_x bei einer Mehrzahl von unterschiedlichen Frequenzen. Wenn man dann eine Kurve durch die Meßwerte von C_x als Funktion der Frequenz f oder als Funktion von $\log f$ zieht, dann kann man die Ableitung von C_x bezüglich f oder bezüglich $\log f$ abnehmen und durch den Wert von C_x bei einer speziellen Frequenz teilen. Die erhaltene Größe ist unabhängig von dem obigen Faktor A_x .

Gemäß einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung führt man Messungen bei den folgenden Frequenzen durch: 0,1, 0,2, 0,5, 1, 2, 5 und 10 KHz. Für den Frequenzbereich von 0,1 bis 1 KHz und für den Frequenzbereich von 1 bis 10 KHz macht man ein passendes Polynom dritter Ordnung. Auf diese Weise kann die Kapazität ausgedrückt werden als:

$$C_x(u) = au^3 + bu^2 + cu + d$$

mit $u = \log f$

Die Lösung für die Koeffizienten a , b , c und d wird in Termen der gemessenen Werte der Kapazität erhalten. Beispielsweise seien über den Frequenzbereich von 1 bis 10 KHz die gemessenen Werte von C_x bei 1, 2, 5 und 10 KHz mit C_1 , C_2 , C_5 und C_{10} bezeichnet. Mittels Standardtechniken für die Lösung von Lineargleichungen erhält man die Koeffizienten in Matrixform durch

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 11,94 & -11,94 & 4,75 \\ -20,29 & 15,54 & -4,75 \\ 8,35 & -3,60 & 1,00 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_2 - C_1 \\ C_5 - C_1 \\ C_{10} - C_1 \end{bmatrix}$$

$$\text{und } d = C_1$$

Benutzt man $f = 1 \text{ KHz}$ als Bezugsfrequenz, dann wird die Ableitung gegeben durch

$$\frac{dC_x}{du} = 3 au^2 + 2 bu + c$$

Bei 1 KHz ist $\log 1 = 0$, so daß man erhält:

$$\left. \frac{dC_x}{du} \right|_{1 \text{ KHz}} = c$$

Die erforderliche Funktion ist daher:

$$\left. \frac{\frac{dC_x}{du}}{C_x} \right|_{f = 1 \text{ KHz}} = \frac{c}{C_1} = \frac{8,35(C_2 - C_1) - 3,60(C_5 - C_1) + C_{10} - C_1}{C_1}$$

Dieses ist die fraktionelle bzw. normierte Änderung der Kapazität pro Frequenzdekade. Außerdem gilt, da:

$$C_x = A_x \varepsilon_x$$

$$\left. \frac{\frac{dC_x}{du}}{C_x} \right|_{\varepsilon_x} = \frac{A_x \frac{d\varepsilon_x}{du}}{A_x \varepsilon_x} = \frac{\frac{d\varepsilon_x}{du}}{\varepsilon_x} = E_x$$

Der Ausdruck E_x ist die fraktionelle bzw. normierte Änderung der Gewebedielektrizitätskonstanten pro Frequenzdekade, die eine charakteristische Größe des Gewebes ist. Entsprechend erhält man durch Substitution der Gewebeleitfähigkeit folgendes:

$$K_x = \frac{\frac{dG_x}{du}}{\frac{du}{G_x}} = \frac{dK_x}{du}$$

$$= \frac{8,35(G_2-G_1)-3,60(G_2-G_1)+(G_{10}-G_1)}{G_1}$$

bei 1. KHz

worin K_x die fraktionelle bzw. normierte Änderung der Gewebeleitfähigkeit pro Frequenzdekade und G_i die bei der Frequenz i gemessene Leitfähigkeit bedeuten.

Man kann entsprechende Rechnungen für die fraktionelle bzw. normierte Änderung des Gewebescheinleitwerts, des Betrags und des Phasenwinkels pro Dekade ausführen.

Die obige Analyse wird außerdem für den Frequenzbereich von 0,1 bis 1 KHz ausgeführt. Hier sind die Koeffizienten des angepaßten Polynoms dritter Ordnung in Matrixform wie folgt gegeben:

$$\begin{bmatrix} a' \\ b' \\ c' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -4,75 & 11,94 & -11,94 \\ -4,75 & 15,54 & -20,29 \\ -1,00 & 3,60 & -8,35 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{0,1}-C_1 \\ C_{0,2}-C_1 \\ C_{0,5}-C_1 \end{bmatrix}$$

$$d' = C_1$$

Die fraktionelle bzw. normierte Änderung in C pro Dekade bei 100 Hz wird dann gegeben durch (unter Beachtung, daß $\log 0,1 = -1$ ist):

$$E_x = \frac{\frac{dC_x}{du}}{\frac{du}{C_x}} \Big|_{0,1 \text{ KHz}} = \frac{+3a^1 - 2b^1 + c^1}{C_{0,1}}$$

$$= \frac{-5,75(C_{0,1}-C_1) + 8,35(C_{0,2}-C_1) - 3,60(C_{0,5}-C_1)}{C_{0,1}}$$

Natürlich können andere Kurvenanpassungstechniken benutzt werden, wie beispielsweise eine Anpassung höherer Ordnung für mehr Datenpunkte oder eine Anwendung von f anstelle von $\log f$ oder $\log C$ anstelle von C . Jedoch ist die obige Darstellung ein Beispiel der Art der Datenverarbeitung, mit der Ergebnisse erzielt werden, die sich auf die normalisierte Änderung der Gewebeparameter (Dielektrizitätskonstante und Leitfähigkeit) pro Frequenzdekade beziehen. Dies ermöglicht einen Vergleich und eine Analyse von gesundem und erkranktem Gewebe unter unterschiedlichen Patienten und erlaubt es, den gleichen Patienten über eine Zeitdauer hinweg zu verfolgen.

Wie oben dargelegt, wird durch den Sinuswellengenerator und die Brückenschaltung eine Verzögerung eingeführt. Es sei nun eine Technik zur Kompensierung dieser Verzögerung beschrieben:

Der ideale Brückenausgang sollte

$$V_{br} = a \sin \omega t + b \cos \omega t + V_{os} \text{ sein,}$$

wenn

$$\frac{127 \text{ KV}_0}{128 \cdot 255} = 1$$

Aufgrund der Phasenverzögerung, die von dem Sinuswellengenerator und der Brückenschaltung erzeugt wird, erhält man in Wirklichkeit:

$$\begin{aligned} V_{br} &= a \sin (\omega t - \xi) + b \cos (\omega t - \xi) + V_{os} \\ &= (a \cos \xi + b \sin \xi) \sin \omega t + (b \cos \xi - a \sin \xi) \cos \omega t + V_{os} \\ &= a' \sin \omega t + b' \cos \omega t + V_{os} \end{aligned}$$

worin ξ ein kleiner Phasenfehler aufgrund der Phasenverschie-

bungen in den verschiedenen linearen Verstärkern zwischen der digitalen Sinuswelle und dem analogen Brückenausgangssignal ist. Daher erhält man, wenn man V_{br} bei $\omega t = 0, \pi/2, \pi$ und $3\pi/2$ abtastet:

$$V_{br1} = b' + V_{os}$$

$$V_{br2} = a' + V_{os}$$

$$V_{br3} = -b' + V_{os}$$

$$V_{br4} = -a' + V_{os}$$

Infolgedessen erkennt man, daß man a' und b' anstelle von a und b findet. Um a und b zu erhalten, kann man entweder die obigen Gleichungen numerisch lösen, nachdem man einmal ξ experimentell bestimmt hat. Beispielsweise in Matrixform:

$$\begin{bmatrix} a' \\ b' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \xi & \sin \xi \\ -\sin \xi & \cos \xi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix}$$

Die erforderlichen Werte von a und b erhält man durch Umkehrung:

$$\begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \xi & -\sin \xi \\ \sin \xi & \cos \xi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a' \\ b' \end{bmatrix}$$

Alternativ kann man eine entsprechende Verzögerung zum Abtastsignal addieren, und zwar wie folgt:

$$\text{Da } \omega t = \frac{2\pi f_d \cdot N_0 T_d}{128}$$

$$= \frac{2\pi N_0}{128} \text{ worin } N_0 = 0, 32, 64 \text{ und } 96, \text{ d.h. zu den}$$

Abtastzeiten, wählt man ein n derart, daß $\frac{2\pi n}{128} = \xi$

Dann tastet man bei $N = N_0 + n$ ab, um an die Phasenverzögerung aufgrund der Analogschaltungen anzupassen.

Selbstverständlich ist die Erfindung nicht auf die speziell dargestellten und beschriebenen Ausführungsformen beschränkt, sondern sie läßt sich im Rahmen des Gegenstands der Erfindung, wie er in den Patentansprüchen zu Ausdruck kommt, sowie im Rahmen des allgemeinen Erfindungsgedankens in vielfältiger Weise mit Erfolg abwandeln. Insbesondere sind die als typische Werte angegebenen Schaltelementbemessungen nur besonders bevorzugte Beispieldwerte. Außerdem sei darauf hingewiesen, daß mit ROM ein Lesespeicher, mit RAM ein Speicher mit wahlfreiem Zugriff, mit Q-Ausgang ein digitaler Zählerausgang und mit D/A-Wandler ein Digital-zu-Analog-Wandler gemeint sind.

Ende der Beschreibung.

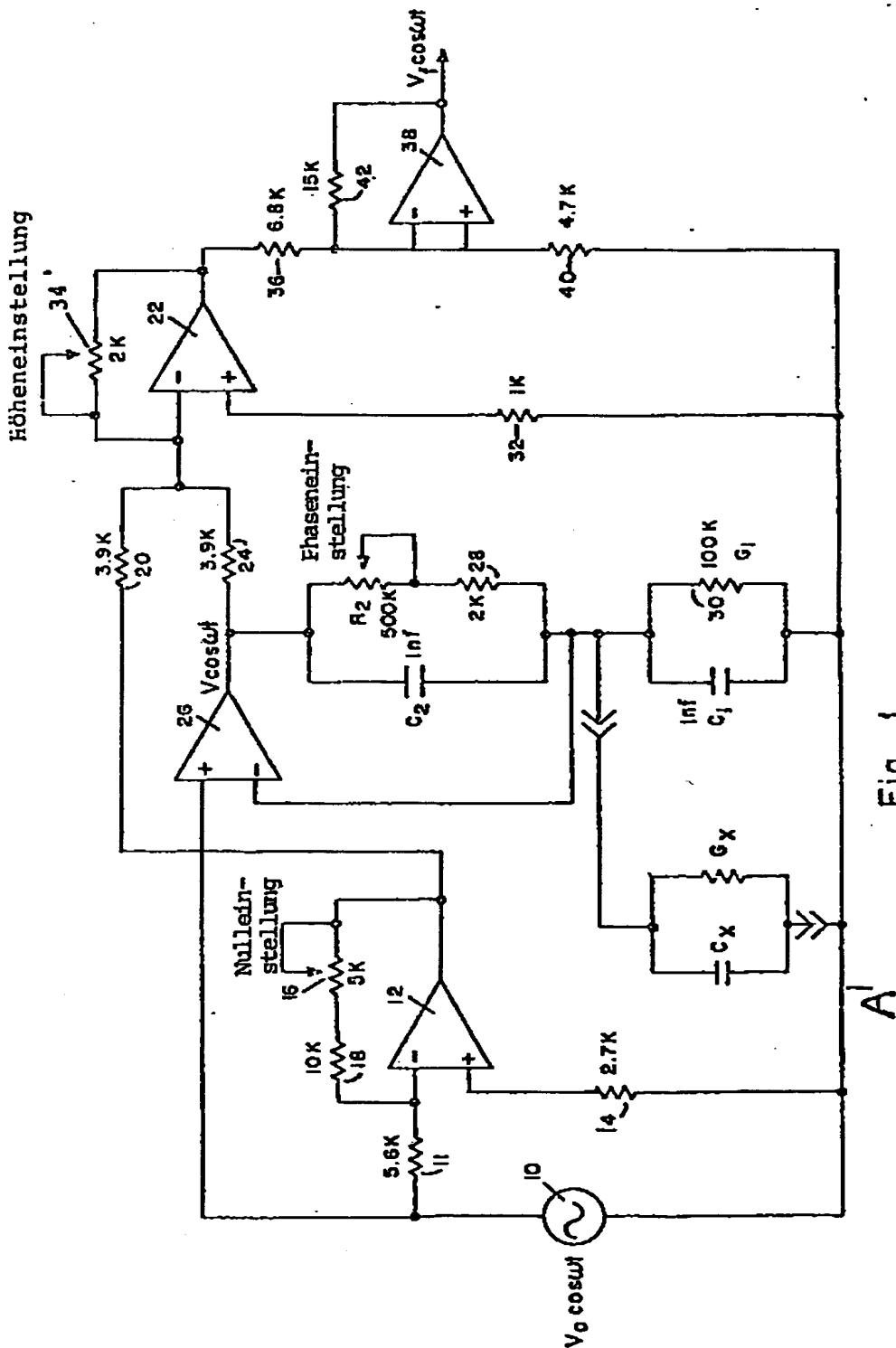


Fig. 1

A

130046/0134

130046/0134
1981-7-10

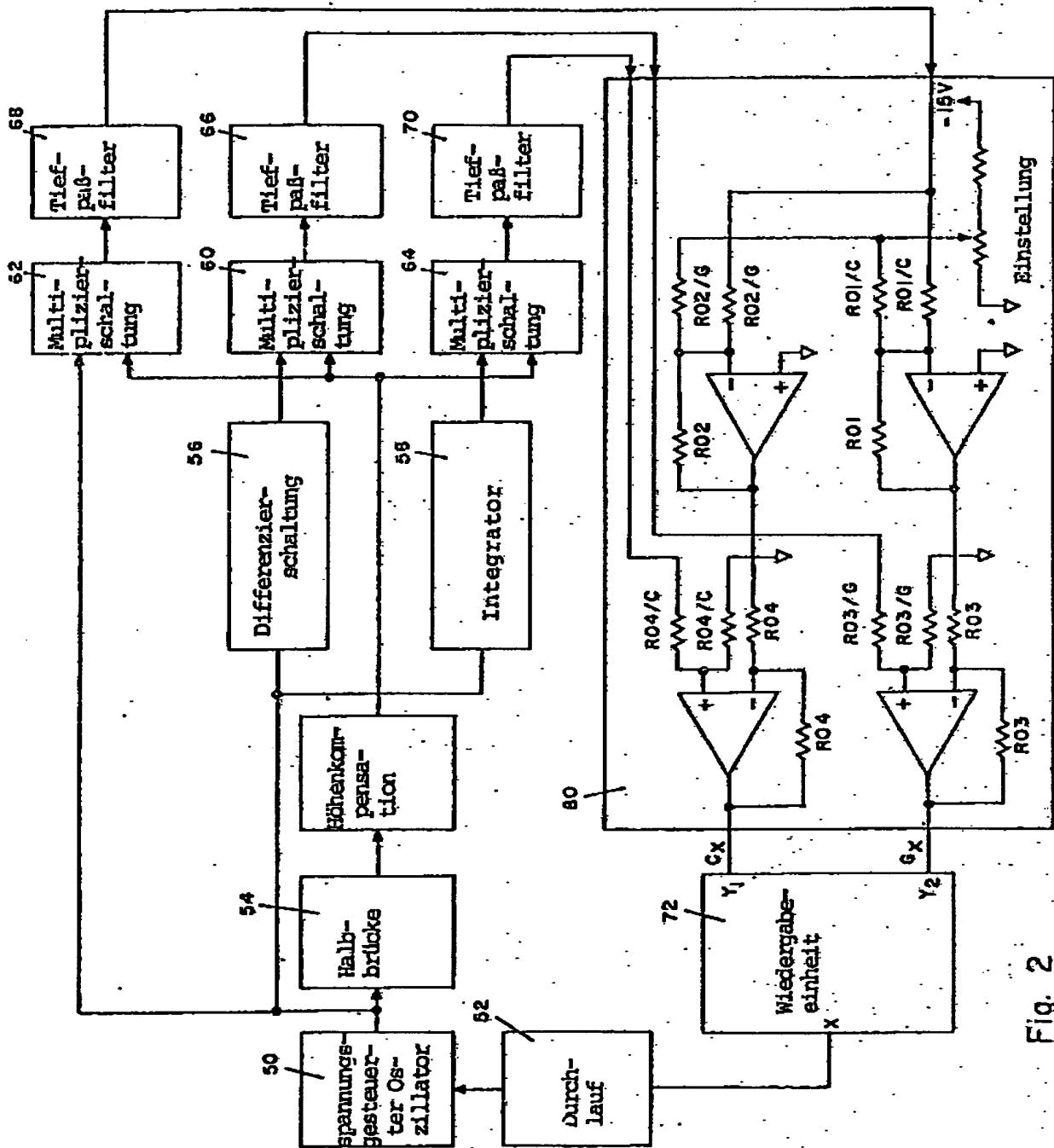


Fig. 2

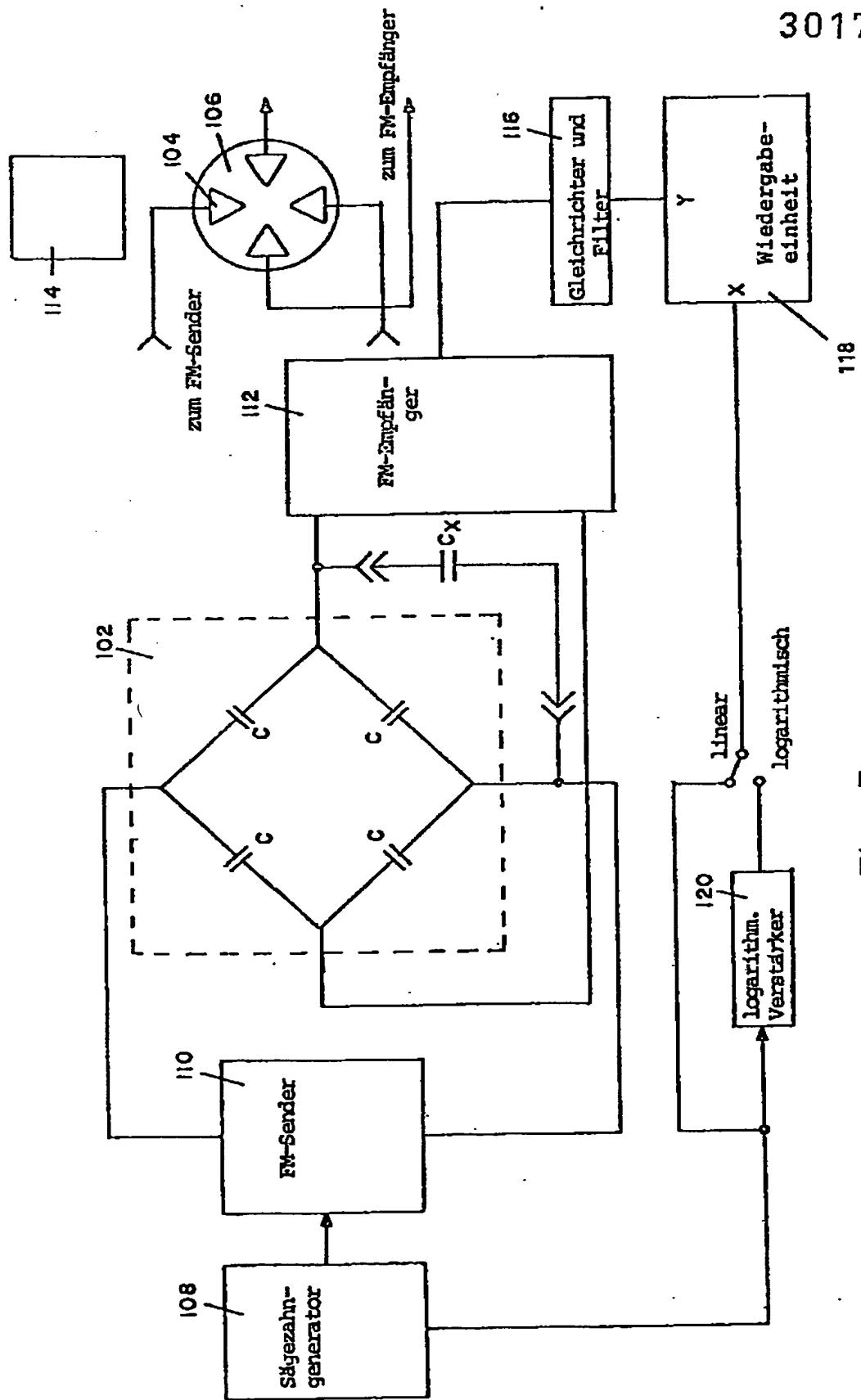


Fig. 3

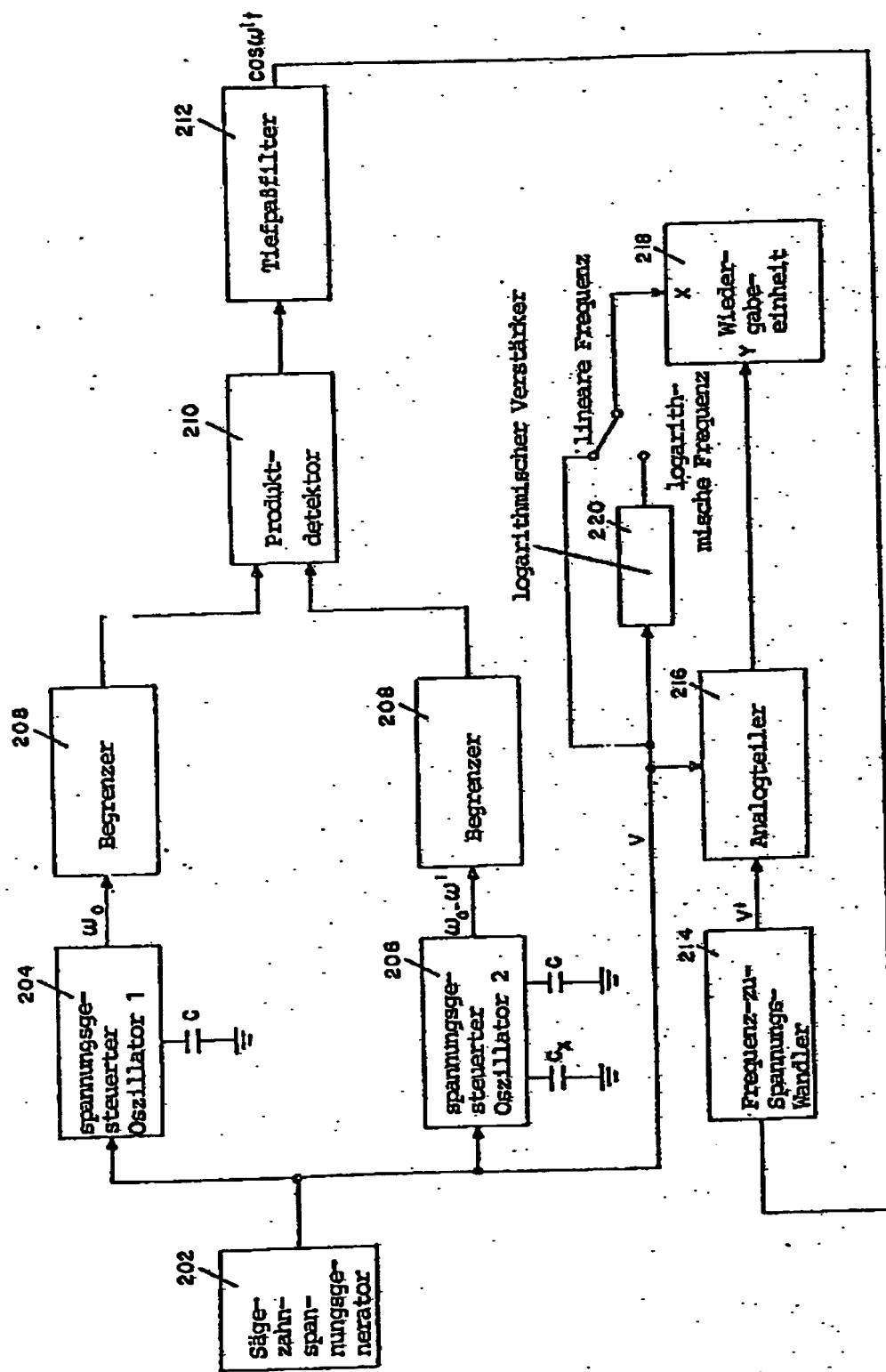


Fig. 4

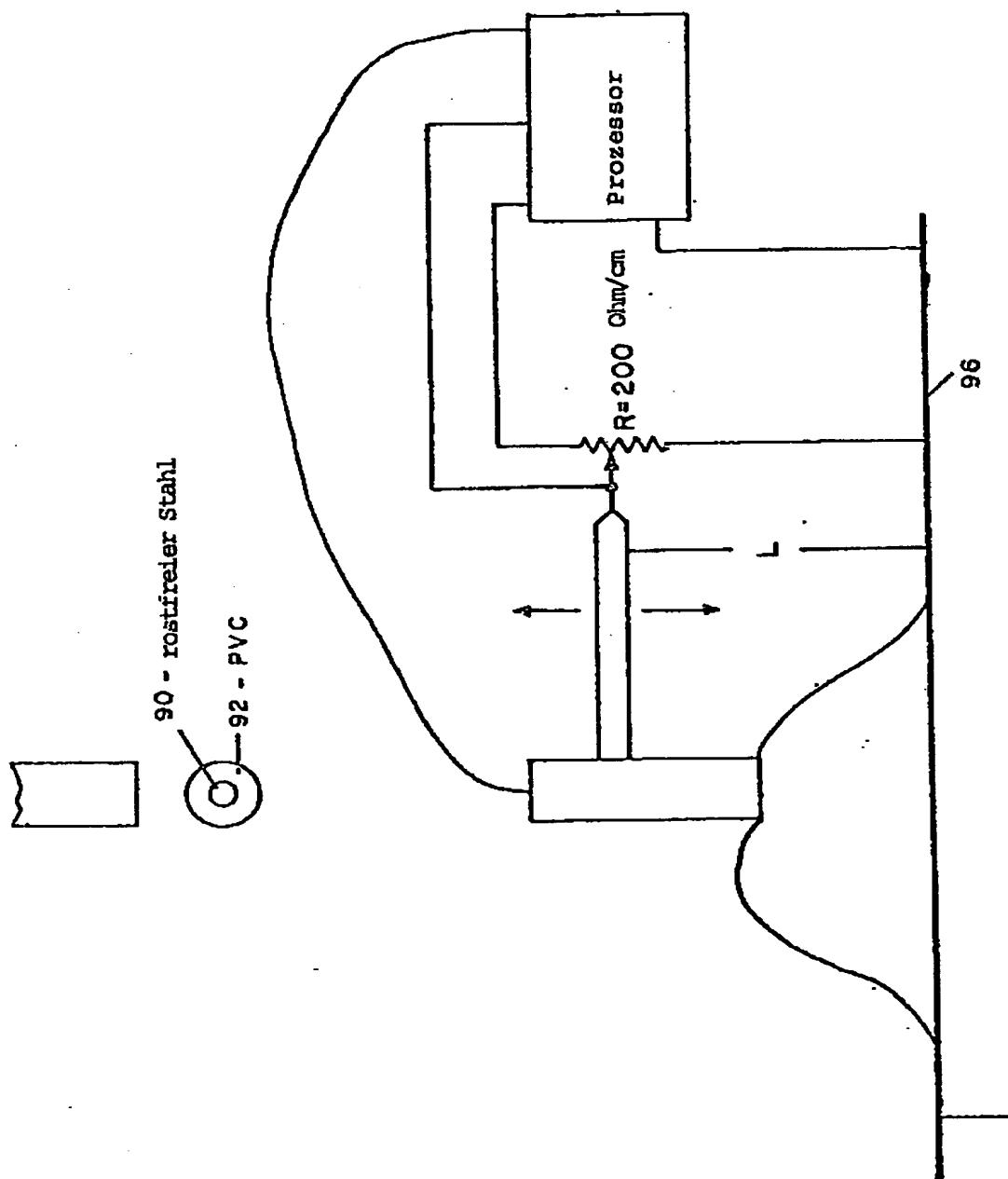


Fig. 5

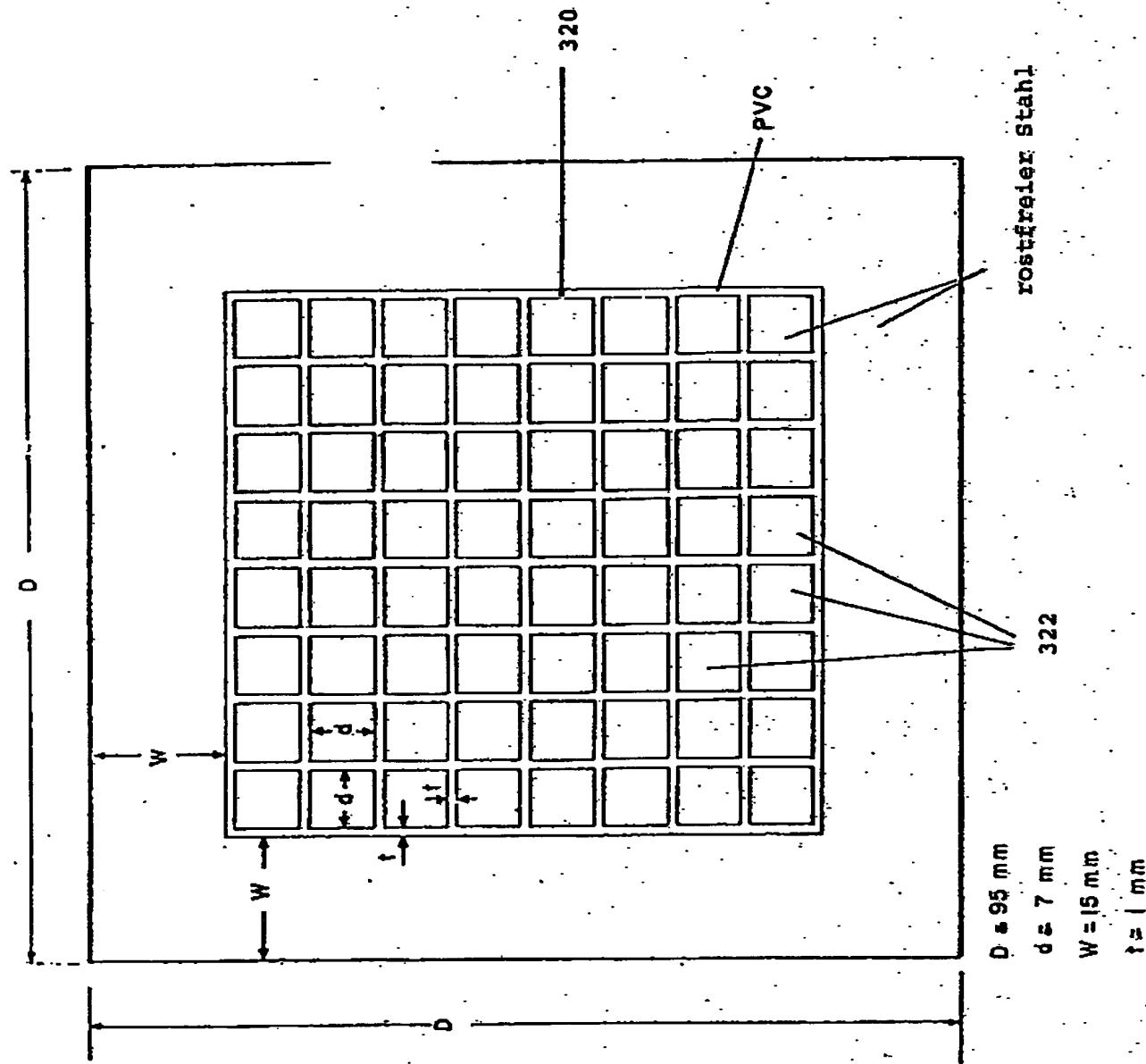


Fig. 6

3017168

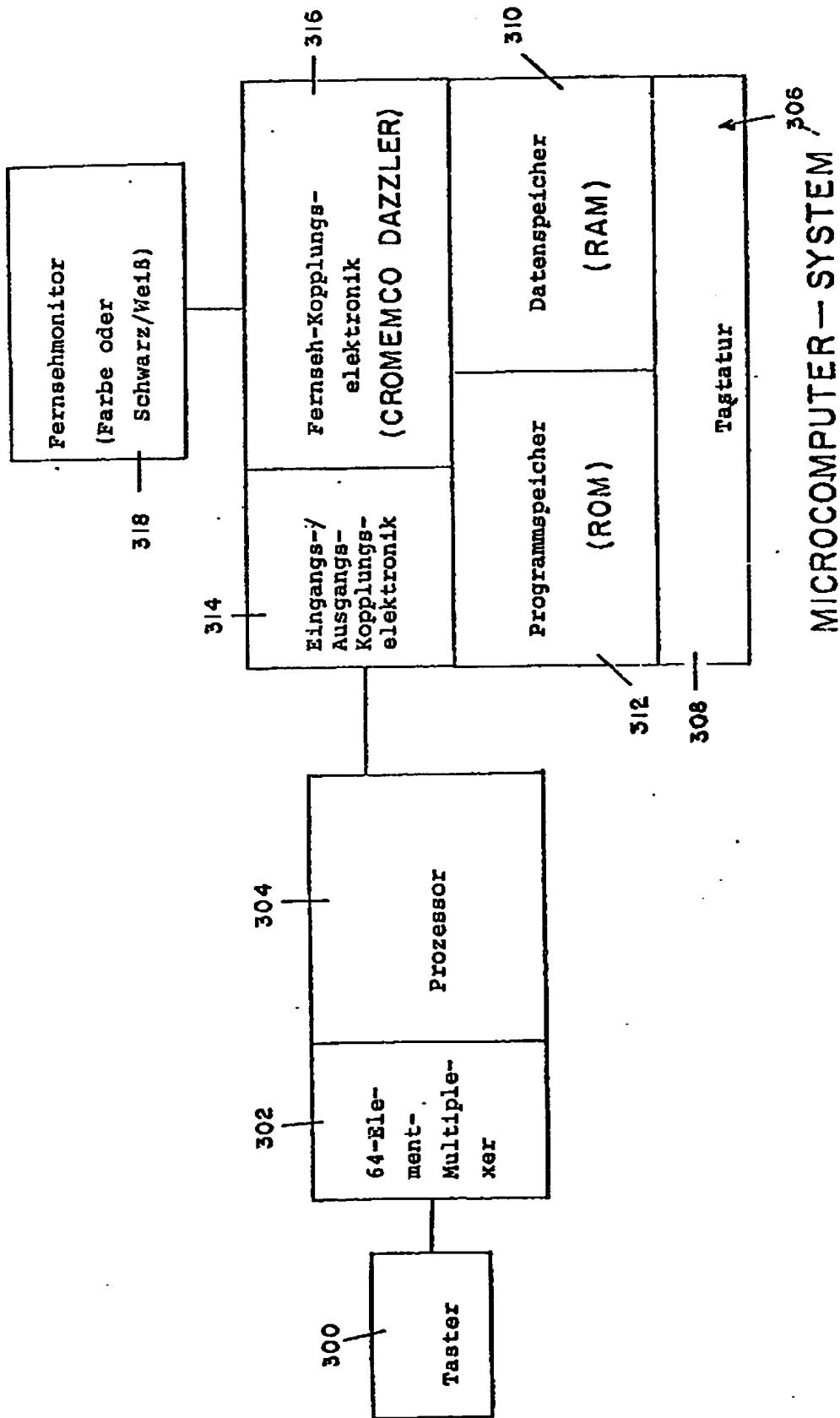


Fig. 7

130046 / 0134

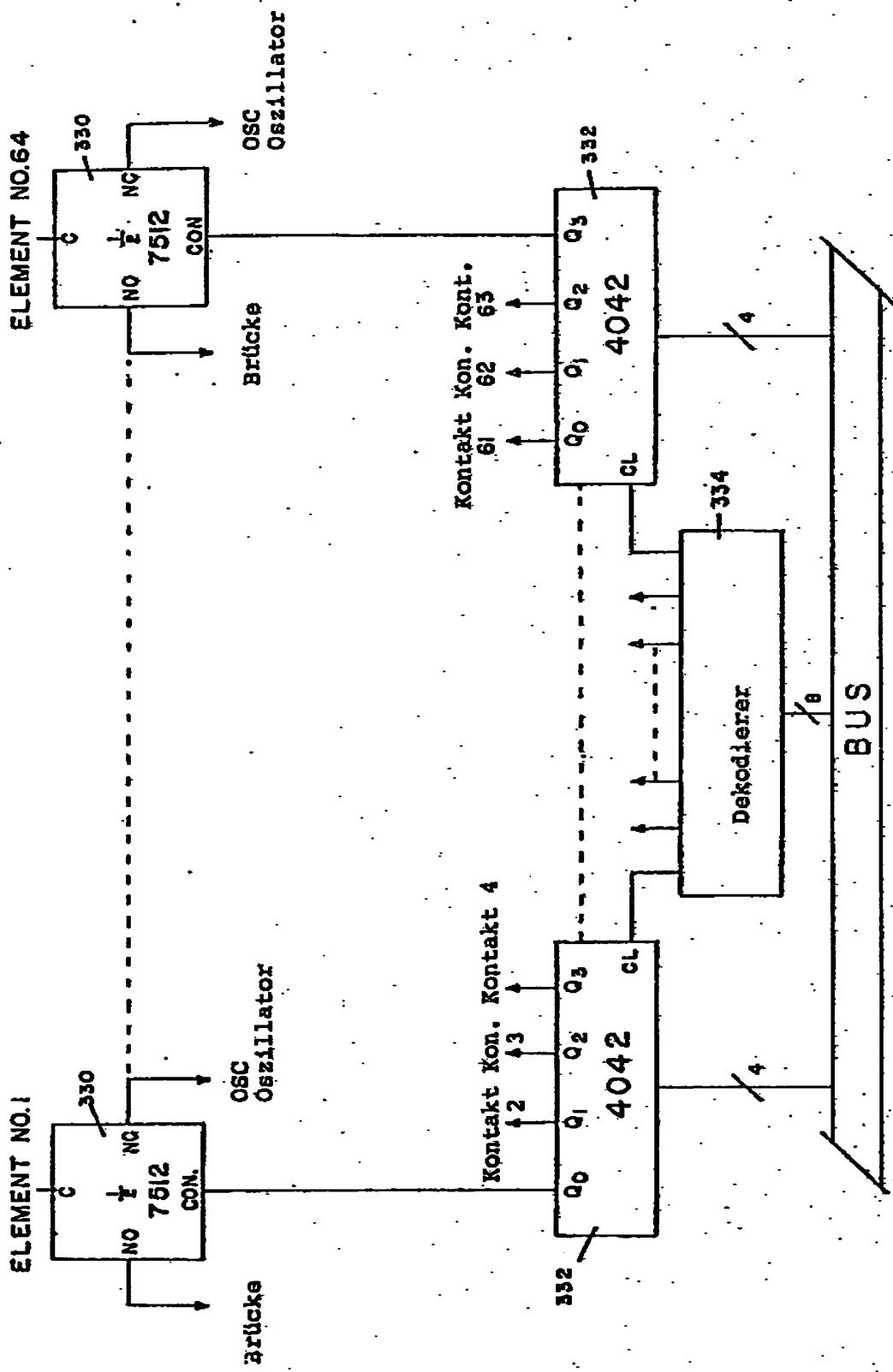


Fig. 8

130046/0134

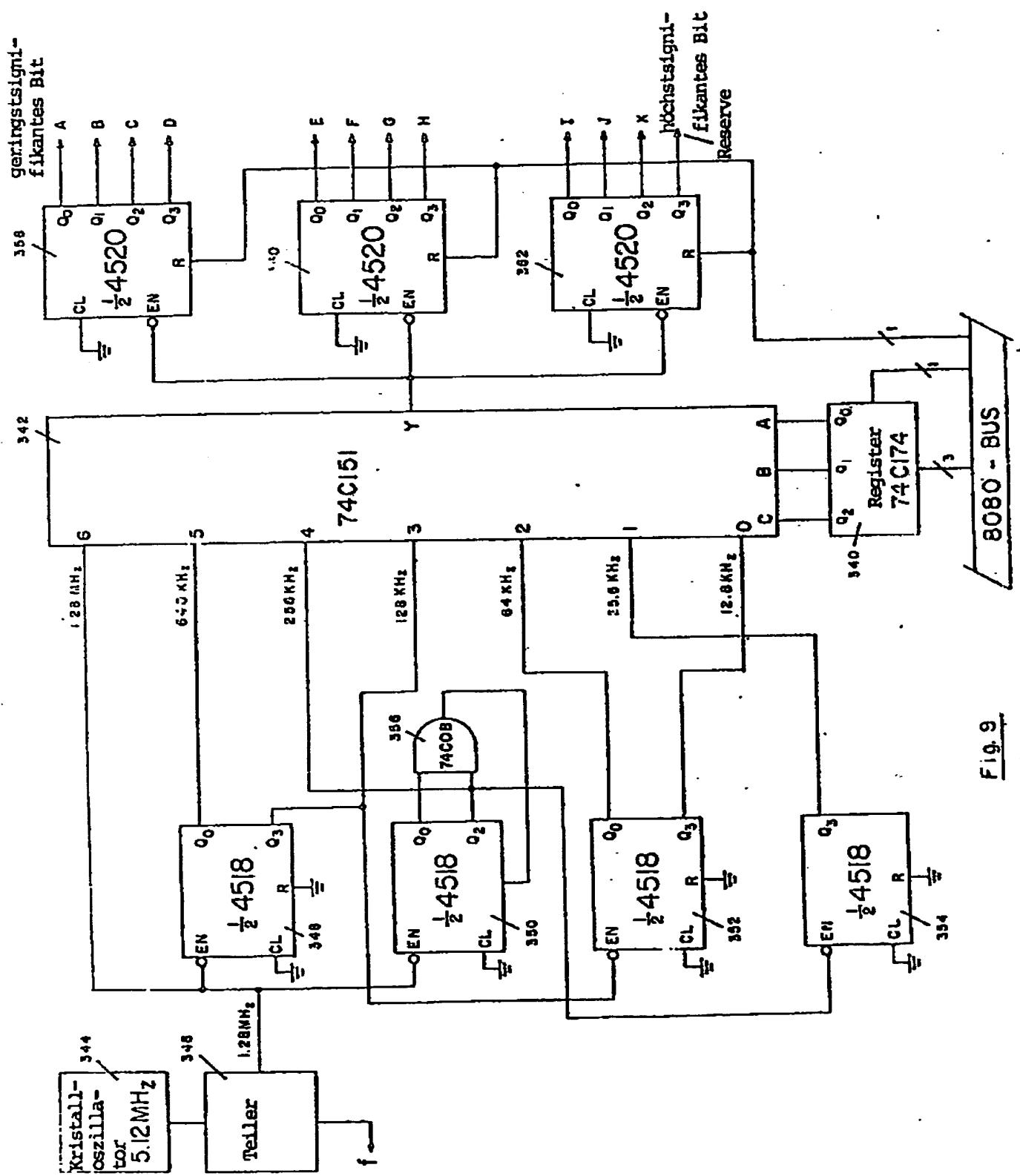


Fig. 9

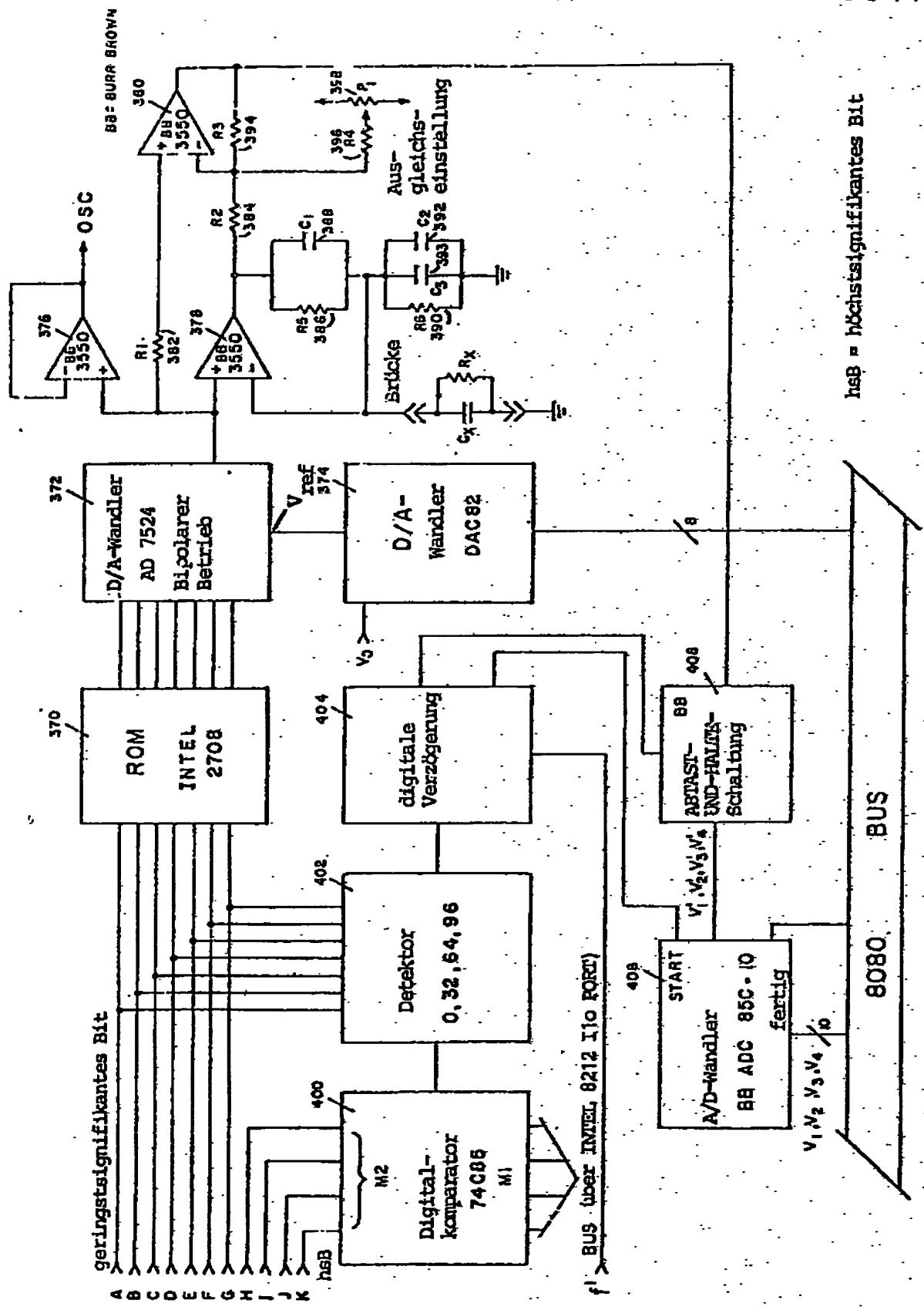


Fig. 10

130046 / 0134